

Grado Universitario en Ingeniería de Sistemas de  
Comunicaciones  
2018-2019

*Trabajo Fin de Grado*

# “Antena con diagrama suma y diferencia en tecnología gap waveguide”

---

Susana Guijorro Mingo

Tutora  
Eva Rajo Iglesias  
Leganés, 2019



Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento - No Comercial - Sin Obra Derivada**



## RESUMEN

En este trabajo se va a diseñar un sistema monopolso en tecnología basada en guía de ondas y en *Gap Waveguide*, con el objetivo de poder demostrar que esta prometedora tecnología funciona de forma similar a las guías, siendo de gran importancia para las nuevas antenas en altas frecuencias. El trabajo se desarrollará para la frecuencia de operación de 24 GHz en el tipo *Groove*, uno de los tres más importantes en tecnología *Gap Waveguide*.

Las características principales de esta tecnología, es su implementación a partir de dos planos conductores perfectos (PEC) separados una cierta distancia sin que se produzca contacto eléctrico entre ellos. En uno de los planos se añaden filas de pines del mismo tamaño, separadas periódicamente la misma distancia, produciendo un camino para el campo eléctrico a través de ellos. A unas determinadas frecuencias, el plano conductor perfecto y la fila de pines se comportaran como un conductor magnético perfecto (PMC), que colocado una distancia menor que  $\frac{\lambda}{4}$  del PEC, no existirá la propagación de ningún modo entre ellos, obteniendo un comportamiento similar a las paredes creadas en guía de ondas. Para determinar estas frecuencias se generan los diagramas de dispersión que permiten comprobar el diseño de los pines, ya que no debe existir ningún modo para la frecuencia de trabajo.

Se diseñarán todas las partes del sistema monopolso, siendo estas la antena ranurada con amplitudes y fases uniformes, el acoplador direccional Riblet y el desfasador de 90°, que permitirán dependiendo del puerto por donde se alimente el sistema, obtener los diagramas de radiación suma y diferencia. Una vez comprobados los resultados a partir del simulador, se diseñará el mismo sistema en *Groove Gap Waveguide* asegurando que ambas tecnologías funcionan de forma similar.

Finalmente, se procederá a la fabricación del sistema. Para ello se realizarán una serie de modificaciones que permitirán adaptar la antena para su posterior evaluación en los laboratorios. Además de las correcciones que se crearán para poder obtener unos mejores resultados, se añadirá el uso de corrugaciones que mejorará la directividad en tecnología *Groove*.

**Palabras clave:** Antenas de ranura; *Arrays* de antenas de microondas; acopladores direccionales; desfasadores; sistema radar

## ABSTRACT

In this project we will design a monopulse system in technology based on waveguide and Gap Waveguide, with the aim of demonstrate that this promising technology works in a similar way to the guided one, being a great substitute for the new antennas in high frequencies. The work will be developed for the frequency of operation of 24 GHz in the Groove type, one of the three most important in Gap Waveguide technology.

The main feature of this technology is its implementation from two perfect conductor planes (PEC) separated a certain distance without electrical contact between them. In one of the planes are added rows of pins of the same size and separated the same distance one of each other producing a path for the electric field through them. At certain frequencies, the perfect conductor plane and row of pins will behave like a perfect magnetic conductor (PMC) that placed a distance less than  $\frac{\lambda}{4}$  of the PEC, there will be no propagation in any way between them, obtaining a behavior similar to the walls created in technology based on waveguide. To determine these frequencies, the scatter diagrams are created to check the design of the pins because there should not be any mode for the working frequency.

For the correct placement of the pins, all parts of the monopulse system will be designed: the slotted antenna with uniform amplitudes and phases, the Riblet directional coupler and the 90° shifter. The monopulse system will be able to obtain the sum and difference radiation diagrams depending on the port that supplies energy to the system. Once the results have been verified from the simulator, the same system will be designed in Groove Gap Waveguide and it will be verified that both technologies work in a similar way.

Finally, we will proceed to the manufacture of the system. For this, a series of modifications will be made that will allow to adapt the antenna for later evaluation in laboratories. In addition to the corrections that will be created in order to obtain better results, the use of corrugations will be added to avoid field loss, improving the directivity in Groove technology.

**Keywords:** Slot antennas; Microwave antenna arrays; Directional couplers; Phase shifters; Radar tracking





## **DEDICATORIA**

En estas líneas quisiera agradecer a todos aquellos que me han ayudado en esta etapa. En primer lugar, a mis compañeros y amigos que la han hecho más fácil y me han apoyado en los momentos más complicados. A mi familia por estar en todo momento a mi lado. Y a todos los profesores que han aportado gran parte de mi enseñanza, con especial mención a mi tutora Eva Rajo.

Gracias a todos.



## ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN. . . . .	1
1.1. Motivación del trabajo . . . . .	1
1.2. Objetivos . . . . .	1
1.3. Estructura del trabajo . . . . .	2
1.4. Marco regulador . . . . .	3
2. ESTADO DEL ARTE. . . . .	5
2.1. Diseño de antenas . . . . .	5
2.2. Antenas radar . . . . .	7
2.3. Tecnologías aplicables . . . . .	8
2.4. Caso de estudio. . . . .	8
3. DISEÑO . . . . .	9
3.1. Antena ranurada . . . . .	9
3.1.1. Líneas de transmisión y guía de ondas . . . . .	9
3.1.2. Cavidad resonante ranurada . . . . .	12
3.1.3. Diseño de la antena ranurada . . . . .	14
3.1.4. Simulaciones . . . . .	18
3.1.5. Conclusiones . . . . .	24
3.2. Acoplador. . . . .	25
3.2.1. Redes de 4 puertos, acoplos directivos . . . . .	25
3.2.2. Acopladores híbridos . . . . .	27
3.2.3. Acoplador Riblet . . . . .	28
3.2.4. Simulaciones . . . . .	31
3.2.5. Conclusiones . . . . .	36
3.3. Desfasadores . . . . .	37
3.3.1. Desfasadores Recíprocos . . . . .	38
3.3.2. Desfasadores variables. . . . .	38
3.3.3. Desfasador de lámina giratoria . . . . .	38
3.3.4. Desfasadores en guía rectangular . . . . .	39

3.3.5. Conclusiones . . . . .	51
4. SISTEMA MONOPULSO . . . . .	52
4.1. Simulaciones del acoplador más desfasador . . . . .	53
4.2. Simulaciones de los diagramas de radiación. . . . .	59
4.3. Conclusiones . . . . .	68
5. TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE . . . . .	69
5.1. Diseño de pines. . . . .	72
5.2. Antena ranurada . . . . .	77
5.2.1. Simulaciones para una fila de pines . . . . .	77
5.2.2. Simulaciones para dos filas de pines . . . . .	81
5.2.3. Conclusiones . . . . .	85
5.3. Acoplador Riblet . . . . .	87
5.3.1. Simulaciones para una fila de pines . . . . .	87
5.3.2. Simulaciones para dos filas de pines . . . . .	91
5.3.3. Conclusiones . . . . .	95
5.4. Desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar . . . . .	96
5.4.1. Simulaciones para una fila de pines . . . . .	96
5.4.2. Simulaciones para dos filas de pines . . . . .	100
5.4.3. Conclusiones . . . . .	102
5.5. Sistema monopolso . . . . .	103
5.5.1. Simulaciones para dos filas de pines . . . . .	103
5.5.2. Conclusiones . . . . .	112
6. FABRICACIÓN . . . . .	113
6.1. Modificaciones de la estructura para la fabricación . . . . .	118
7. ENTORNO SOCIO-ECONÓMICO . . . . .	121
7.1. Impacto socio-económico . . . . .	121
7.2. Presupuesto . . . . .	122
8. CONCLUSIONES . . . . .	124
8.1. Principales conclusiones. . . . .	124
8.2. Objetivos cumplidos . . . . .	125

8.3. Líneas futuras de trabajo. . . . .	125
BIBLIOGRAFÍA . . . . .	126



## ÍNDICE DE FIGURAS

3.1	Línea de transmisión coaxial . . . . .	10
3.2	Línea de transmisión de placas paralelas . . . . .	10
3.3	Línea de transmisión stripline . . . . .	11
3.4	Ranura en la cara superior de la guía . . . . .	12
3.5	Vista desde arriba de la antena ranurada . . . . .	15
3.6	Circuito equivalente . . . . .	16
3.7	Distancia de las ranuras al eje . . . . .	17
3.8	Dimensiones de las ranuras . . . . .	17
3.9	Distancias de los centros de las ranuras . . . . .	17
3.10	Antena ranurada . . . . .	18
3.11	Parámetro $S_{11}$ a la frecuencia de operación . . . . .	19
3.12	Mejor valor del parámetro $S_{11}$ . . . . .	19
3.13	Diagrama de radiacion en 3D . . . . .	20
3.14	Diagrama de radiacion en 2D . . . . .	21
3.15	Ancho de haz lóbulo principal . . . . .	21
3.16	Amplitudes ranuras . . . . .	22
3.17	Fases ranuras . . . . .	22
3.18	Valores de las amplitudes . . . . .	22
3.19	Mejor resultado de fases uniformes 1 . . . . .	23
3.20	Mejor resultado de fases uniformes 2 . . . . .	23
3.21	Máximos de la onda estacionaria . . . . .	23
3.22	Acoplo directivo . . . . .	27
3.23	Captura de la simulación de la división de potencia del acoplador Riblet . . . . .	27
3.24	Acoplador Riblet . . . . .	28
3.25	Longitud $L$ del diseño del Riblet . . . . .	29
3.26	Dimensiones de la zona de acoplo . . . . .	30
3.27	Resto de dimensiones del acoplador Riblet . . . . .	30
3.28	Distribución de puertos del acoplador . . . . .	31



3.29	Parámetro $S_{11}$ . . . . .	31
3.30	Parámetro $S_{21}$ . . . . .	32
3.31	Parámetro $S_{31}$ y $S_{41}$ . . . . .	32
3.32	Fase $S_{31}$ y $S_{41}$ . . . . .	32
3.33	Diferencia de fase $S_{31}$ y $S_{41}$ . . . . .	33
3.34	Zoom en $90^\circ$ . . . . .	33
3.35	Reparto de energía puerto 1 . . . . .	34
3.36	Parámetro $S_{22}$ . . . . .	34
3.37	Parámetro $S_{12}$ . . . . .	34
3.38	Parámetro $S_{32}$ y $S_{42}$ . . . . .	35
3.39	Diferencia de fase $S_{32}$ y $S_{42}$ . . . . .	35
3.40	Zoom en $90^\circ$ . . . . .	35
3.41	Reparto de energía puerto 2 . . . . .	36
3.42	Desfasador de doble lámina de dieléctrico . . . . .	39
3.43	Colocación láminas de dieléctrico . . . . .	40
3.44	Simulación del desfasador de doble lámina de dielectrico . . . . .	40
3.45	Parámetro $S_{11}$ desfasador de doble lámina de dielectrico . . . . .	40
3.46	Parámetro $S_{21}$ desfasador de doble lámina de dielectrico . . . . .	41
3.47	Desfase con respecto a una guía de ondas rectangular a 24 GHz . . . . .	41
3.48	Desfase con respecto a una guía de ondas rectangular a 22 GHz . . . . .	42
3.49	Desfasador de eliminación de paredes . . . . .	43
3.50	Dimensiones del desfasador . . . . .	43
3.51	Simulación del desfasador . . . . .	44
3.52	Parámetro $S_{33}$ del desfasador modificando las dimensiones de la guía . . . . .	44
3.53	Parámetro $S_{23}$ del desfasador modificando las dimensiones de la guía . . . . .	44
3.54	Desfase con respecto a la guía de ondas rectangular a 24 GHz . . . . .	45
3.55	Desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía de rectangular no estándar . . . . .	46
3.56	Lámina de dieléctrico . . . . .	47
3.57	Simulación del desfasador . . . . .	47
3.58	Dimensiones del desfasador y lámina de dieléctrico . . . . .	48

3.59	Dimensiones del ensanchamiento de las paredes . . . . .	48
3.60	Dimensiones de las paredes laterales . . . . .	49
3.61	Lámina de dieléctrico en el interior del desfasador . . . . .	49
3.62	Parámetro $S_{11}$ del desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar . . . . .	50
3.63	Parámetro $S_{21}$ del desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar . . . . .	50
3.64	Desfase con respecto a la uía de ondas rectangular a 24 GHz . . . . .	50
3.65	Ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones para el des- fasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar . . . . .	51
3.66	Ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones para el desfa- sador modificando las dimensiones de la guía . . . . .	51
4.1	Acoplador más desfasador . . . . .	53
4.2	Parámetro $S_{11}$ de la unión del acoplador más el desfasador . . . . .	54
4.3	Parámetro $S_{21}$ de la unión del acoplador más el desfasador . . . . .	54
4.4	Parámetro $S_{31}$ y $S_{41}$ de la unión del acoplador más el desfasador . . . . .	55
4.5	Desfase a las salidas . . . . .	55
4.6	Diferencia de fase de $S_{31}$ y $S_{41}$ excitando el puerto 1 . . . . .	56
4.7	Parámetro $S_{22}$ de la unión del acoplador más el desfasador . . . . .	56
4.8	Parámetro $S_{12}$ de la unión del acoplador más el desfasador . . . . .	56
4.9	Parámetro $S_{32}$ y $S_{42}$ de la unión del acoplador más el desfasador . . . . .	57
4.10	Diferencia de fase de $S_{31}$ y $S_{41}$ excitando el puerto 2 . . . . .	57
4.11	Diferencia de fase de $S_{32}$ y $S_{42}$ excitando el puerto 2 . . . . .	58
4.12	Campo E en dB si se alimenta por el puerto 1 . . . . .	58
4.13	Campo E en dB si se alimenta por el puerto 2 . . . . .	59
4.14	Representación del sistema completo . . . . .	59
4.15	Diagrama de radiación suma en 3D . . . . .	60
4.16	Diagrama de radiación diferencia en 3D . . . . .	60
4.17	Diagrama de radiación suma en 2D . . . . .	61
4.18	Diagrama de radiación diferencia en 2D . . . . .	61
4.19	Distancia entre elementos . . . . .	62

4.20	Parámetros S puerto 1 . . . . .	63
4.21	Parámetros S puerto 4 . . . . .	63
4.22	Distribución de antenas para el cálculo de amplitudes y fases . . . . .	64
4.23	Valores de las amplitudes para la antena 1 alimentando por el puerto 1 . . .	64
4.24	Valores de las amplitudes para la antena 1 alimentando por el puerto 4 . . .	64
4.25	Valores de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 1 . . . . .	65
4.26	Mejor valor de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 1 . . . .	65
4.27	Valores de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 4 . . . . .	65
4.28	Mejor valor de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 4 . . . .	66
4.29	Valores de las amplitudes para la antena 2 alimentando por el puerto 1 . . .	66
4.30	Valores de las amplitudes para la antena 2 alimentando por el puerto 4 . . .	66
4.31	Valores de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 1 . . . . .	67
4.32	Mejor valor de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 1 . . . .	67
4.33	Valores de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 4 . . . . .	67
4.34	Mejor valor de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 4 . . . .	68
5.1	Dos placas paralelas PEC . . . . .	70
5.2	Región de alta impedancia . . . . .	70
5.3	Características tecnología Gap Waveguide . . . . .	71
5.4	Groove Gap Waveguide . . . . .	71
5.5	Condiciones de contorno en los pines . . . . .	72
5.6	Distancias entre pines . . . . .	73
5.7	Estructura de los pines utilizada en la simulación . . . . .	74
5.8	Diagrama de dispersión para las dimensiones de los pines descritas . . . . .	75
5.9	Diagrama de dispersión para un gap de 0.3 mm . . . . .	75
5.10	Diagrama de dispersión para un gap de 1 mm . . . . .	76
5.11	Antena ranurada con 1 fila de pines . . . . .	77
5.12	Distribución de pines para la antena ranurada con una fila de pines . . . . .	77
5.13	Parámetro $S_{11}$ de la antena ranurada con una fila de pines . . . . .	78
5.14	Diagrama de radiación de la antena ranurada con una fila de pines . . . . .	79
5.15	Ancho de haz principal con una fila de pines . . . . .	79
5.16	Amplitudes de las ranuras con una fila de pines a 24 GHz . . . . .	80

5.17 Fases de las ranuras con una fila de pines a 24 GHz . . . . .	80
5.18 Fases de las ranuras con una fila de pines a la mejor frecuencia . . . . .	81
5.19 Campo E en el plano horizontal de la antena con 1 fila de pines . . . . .	81
5.20 Distribución de pines para la antena ranurada con dos filas de pines . . . . .	81
5.21 Parámetro $S_{11}$ de la antena ranurada con dos filas de pines . . . . .	82
5.22 Diagrama de radiación de la antena ranurada con dos filas de pines . . . . .	82
5.23 Ancho de haz principal con dos filas de pines . . . . .	83
5.24 Amplitudes de las ranuras con dos filas de pines a 24 GHz . . . . .	83
5.25 Fases de las ranuras con dos filas de pines a 24 GHz . . . . .	84
5.26 Fases de las ranuras con dos filas de pines a la mejor frecuencia . . . . .	84
5.27 Campo E en el plano horizontal de la antena con dos filas de pines . . . . .	84
5.28 Longitud L en tecnología Groove . . . . .	88
5.29 Dimensiones de la zona de acoplo en tecnología Groove . . . . .	88
5.30 Resto de dimensiones en tecnología Groove . . . . .	89
5.31 Parámetro $S_{11}$ en tecnología Groove con 1 filas de pines . . . . .	89
5.32 Parámetro $S_{21}$ en tecnología Groove con una filas de pines . . . . .	89
5.33 Parámetros $S_{31}$ y $S_{41}$ en tecnología Groove con una fila de pines . . . . .	90
5.34 Diferencia de fase $S_{31}$ y $S_{41}$ en tecnología Groove con una fila de pines . . . . .	90
5.35 Reparto de energía puerto 1 en tecnología Groove con una fila de pines . . . . .	91
5.36 Acoplador con dos filas de pines . . . . .	91
5.37 Parámetro $S_{11}$ en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	92
5.38 Parámetro $S_{21}$ en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	92
5.39 Parámetros $S_{31}$ y $S_{41}$ en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	92
5.40 Diferencia de fase $S_{31}$ y $S_{41}$ en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	93
5.41 Reparto de energía puerto 1 en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	93
5.42 Parámetros $S_{12}$ y $S_{22}$ en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	94
5.43 Parámetros $S_{32}$ y $S_{42}$ en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	94
5.44 Diferencia de fase $S_{32}$ y $S_{42}$ en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	94
5.45 Dimensiones del desfaseador y lámina de dieléctrico en tecnología Groove para una fila de pines . . . . .	96

5.46 Dimensiones del ensanchamiento de las paredes en tecnología Groove para una fila de pines . . . . .	97
5.47 Dimensiones de las paredes laterales en tecnología Groove para una fila de pines . . . . .	97
5.48 Simulación del desfasador en tecnología Groove . . . . .	98
5.49 Parámetro $S_{33}$ del desfasador en tecnología Groove para una fila de pines	98
5.50 Parámetro $S_{43}$ del desfasador en tecnología Groove para una fila de pines	99
5.51 Desfase con respecto a la guía de ondas en tecnología Groove con una fila de pines . . . . .	99
5.52 Ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones con una fila de pines . . . . .	99
5.53 Dimensiones del desfasador y lámina de dieléctrico en tecnología Groove para dos fila de pines . . . . .	100
5.54 Parámetro $S_{33}$ del desfasador en tecnología Groove para dos filas de pines	100
5.55 Parámetro $S_{43}$ del desfasador en tecnología Groove para dos filas de pines	101
5.56 Desfase con respecto a la guía de ondas en tecnología Groove con dos filas de pines . . . . .	101
5.57 Ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones con dos filas de pines . . . . .	101
5.58 Sistema monopolso en tecnología Groove . . . . .	104
5.59 Sistema monopolso en tecnología Groove . . . . .	104
5.60 Distribución de puertos del sistema monopolso en tecnología Groove . . .	104
5.61 Diagrama de radiación suma en tecnología Groove en 3D . . . . .	105
5.62 Diagrama de radiación suma en tecnología Groove en 2D . . . . .	105
5.63 Diagrama de radiación diferencia en tecnología Groove en 3D . . . . .	106
5.64 Diagrama de radiación diferencia en tecnología Groove en 2D . . . . .	106
5.65 Distancia entre elementos en tecnología Groove . . . . .	107
5.66 Parámetros S puerto 1 en tecnología Groove . . . . .	107
5.67 Parámetros S puerto 2 en tecnología Groove . . . . .	108
5.68 Distribución de antenas para el cálculo de amplitudes y fases en Gap Waveguide . . . . .	108
5.69 Valores de las amplitudes para la antena 1 alimentando por el puerto 1 en Gap Waveguide . . . . .	109

5.70	Valores de las amplitudes para la antena 1 alimentando por el puerto 2 en Gap Waveguide . . . . .	109
5.71	Mejor valor de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 1 en Gap Waveguide . . . . .	110
5.72	Mejor valor de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 2 en Gap Waveguide . . . . .	110
5.73	Valores de las amplitudes para la antena 2 alimentando por el puerto 1 en Gap Waveguide . . . . .	111
5.74	Valores de las amplitudes para la antena 2 alimentando por el puerto 2 en Gap Waveguide . . . . .	111
5.75	Mejor valor de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 1 en Gap Waveguide . . . . .	112
5.76	Mejor valor de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 2 en Gap Waveguide . . . . .	112
6.1	Diagrama de radiación de la antena ranurada en guía de ondas . . . . .	113
6.2	Diagrama de radiación de la antena ranurada en tecnología Gap Waveguide	114
6.3	Diagrama de radiación 3D de la antena ranurada en Gap Waveguide con corrugaciones . . . . .	115
6.4	Diagrama de radiación 2D de la antena ranurada en Gap Waveguide con corrugaciones . . . . .	115
6.5	Diagrama de radiación suma 2D con corrugaciones . . . . .	116
6.6	Diagrama de radiación diferencia 2D con corrugaciones . . . . .	116
6.7	Diagrama de radiación suma 3D con corrugaciones . . . . .	117
6.8	Diagrama de radiación diferencia 3D con corrugaciones . . . . .	117
6.9	Carga adaptada . . . . .	118
6.10	Parte de abajo . . . . .	118
6.11	Tapa arriba . . . . .	119
6.12	Prototipo antena visto desde arriba . . . . .	120
6.13	Prototipo antena en perspectiva . . . . .	120



## ÍNDICE DE TABLAS

3.1	Distancias de los centros de las ranuras . . . . .	18
4.1	Comparación de resultados . . . . .	62
5.1	Comparación de resultados a partir de las filas de pines utilizadas . . . . .	85
5.2	Comparación de resultados de la antena ranurada en tecnología Groove y guiada . . . . .	85
5.3	Comparación de resultados del acoplador a partir de las filas de pines utilizadas . . . . .	95
5.4	Comparación de resultados del acoplador en tecnología Groove y guiada .	95
5.5	Comparación de resultados del desfasador a partir de las filas de pines utilizadas . . . . .	102
5.6	Comparación de resultados del desfasador en tecnología Groove y guiada	102
7.1	Estructura del proyecto . . . . .	122
7.2	Software y recursos . . . . .	123
7.3	Costes de la antena . . . . .	123





# 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1. Motivación del trabajo

Actualmente muchos de los aparatos electrónicos que nos rodean necesitan el uso de datos para su correcto funcionamiento. Tanta es la demanda y la futura extensión de los mismos que se ha llegado a saturar el espectro. Esto supone un problema que en el futuro se agravará con la llegada inminente del conocido Internet de las Cosas (IoT). Se necesita desarrollar nuevos dispositivos en bandas de frecuencias más altas para poder ir abordando el problema.

El uso de altas frecuencias para el diseño de antenas produce un gran reto, debido a que la radiación de una antena es óptima cuando su tamaño es comparable a la longitud de onda a la que se trabaja. Esta a su vez es inversamente proporcional a la frecuencia de trabajo, necesitando para frecuencias de trabajo más altas, antenas más pequeñas.

Las guías de ondas han sido y son uno de los principales métodos para diseñar antenas, sin embargo, el pequeño tamaño de estas estructuras en altas frecuencias, provocan pérdidas debido a la mala conexión entre las paredes. Para solucionar este problema se creó la innovadora tecnología *Gap Waveguide* que introduce un nuevo concepto de guía de ondas aportando unos resultados similares. La aplicación de esta tecnología descrita en el trabajo, surge dentro del concepto de que los nuevos sistemas inalámbricos tienden a funcionar en bandas milimétricas (30-300 GHz), siendo más pequeños y ligeros, buscando siempre dentro de lo posible, ser lo más económicos.

## 1.2. Objetivos

Contextualizado el ámbito de estudio del trabajo, se procede al diseño del sistema monopulso uno de los más importantes sistemas radar. Este consta de tres principales partes. Por un lado, el diseño de la antena ranurada cuyas principales características son que la dirección de apuntamiento sea de  $90^\circ$ , *broadside*, y que sus fases y amplitudes sean uniformes. Continúa, con el acoplador híbrido *Riblet Short-Slot*, consiguiendo que el diseño divida la potencia de entrada suministrada por uno de sus puertos, equilibradamente por los puertos de salida. Por último, para que el sistema funcione correctamente es necesario el diseño de un desfasador de  $90^\circ$ .

Las tres partes formarán el sistema y dependiendo por el puerto por el que se inserte la energía se obtendrá el diagrama de radiación suma o diferencia. Una vez comprobados los resultados en guía de ondas, se procederá al diseño en *Groove Gap Waveguide*, con el principal objetivo de crear una antena con las mismas prestaciones y preparada para trabajar a 24 GHz, demostrando el nuevo concepto de guía de onda para altas frecuencias.

Realizado el diseño se deben de haber cumplido los siguientes hitos:

- Descubrir y profundizar sobre el diseño de antenas en ambas tecnologías.
- Conseguir unos resultados óptimos para el correcto funcionamiento del sistema.
- Aplicar el nuevo concepto de guía de onda demostrando su eficacia.
- Generar un trabajo estructurado que aporte una visión al recorrido seguido en la realización de la antena.

### 1.3. Estructura del trabajo

En el presente trabajo se va a ir exponiendo cada una de las partes realizadas, explicando su diseño teóricamente y mostrando los resultados obtenidos a través del simulador *Cst Microwave Studio*. La estructura se ha organizado como se detallará a continuación, con el objetivo de que el lector obtenga un conocimiento incremental del diseño a medida que avance por el proyecto.

Tras esta breve introducción, a continuación se detallará el contenido existente en cada capítulo.

- **Capítulo 1** Introducción: contiene una breve introducción, los objetivos a desarrollar y el marco regulador por el que se rige el trabajo. En este último se detallarán las responsabilidades profesionales y riesgos laborales, así como los principales estándares técnicos.
- **Capítulo 2** Estado del arte: donde se muestra el estudio realizado necesario para poder diseñar el sistema descrito.
- **Capítulo 3** Diseño: se describe el diseño de la antena en cada una de sus partes.
  - Antena ranurada: detalla el diseño de la antena del sistema monopulso a partir de un array lineal en guía de ondas, con amplitudes y fases uniformes donde el lóbulo principal del diagrama de radiación apunte a  $90^\circ$  consiguiendo un diagrama *broadside*. Se comprueban los resultados teóricos obtenidos a través del simulador, siendo detallados minuciosamente.
  - Acoplador: presenta el diseño del acoplador *Riblet Short-Slot* en guía de ondas, que será utilizado para dividir la potencia y alimentar a los dos *arrays* lineales ranurados que componen el sistema. Incluye los resultados obtenidos para corroborar el buen funcionamiento del mismo.
  - Desfasadores: contiene el diseño y resultados de tres tipos de desfasadores en guía de ondas, aportando las ventajas o inconvenientes de cada uno de ellos para la correcta elección que será la utilizada en el funcionamiento de la antena.

- **Capítulo 4** Sistema monopolso: explicadas cada una de las partes, en este capítulo se unirán, entendiendo las especificaciones impuestas en los capítulos anteriores, comprobando y corroborando todos los resultados.
- **Capítulo 5** Tecnología *Gap Waveguide*: introduce brevemente dicha tecnología, el diseño de las filas de pines y su comprobación a través de los diagramas de dispersión. Y el diseño de todas las partes del sistema monopolso haciendo una comparación de resultados con respecto a las guías de ondas para poder aprobar el funcionamiento.
- **Capítulo 6** Fabricación: se detallan las modificaciones realizadas necesarias para poder fabricar la antena, así como las creadas para la obtención de unos mejores resultados.
- **Capítulo 7** Entorno socio-económico y presupuesto: donde se desarrollan los ámbitos sociales, económicos y medioambientales del presente trabajo.
- **Capítulo 8** Conclusiones: se finaliza aportando una visión del trabajo y detallando los objetivos cumplidos, así como las mejoras y líneas futuras del mismo.

Por último en las páginas finales al trabajo se describirá el resumen en inglés obligatorio en la memoria, una breve explicación del software de diseño utilizado y los planos de la antena como apéndices, y la bibliográfica utilizada. Cabe destacar que se han utilizado algunas palabras manteniendo su forma en inglés debido a que no tiene traducción directa al español.

#### 1.4. Marco regulador

Todos los trabajos realizados de cualquier tema presentan un entorno político-legal que se debe de conocer. En esta sección se describirán algunos de los criterios que afectan al desarrollo del trabajo, así como los estándares aplicables al mismo.

Uno de los temas a tratar en esta sección es la responsabilidad profesional. Conocida como Responsabilidad Civil, que según el artículo 1902 del Código Civil para ingenieros, si se realiza algún trabajo, aplicación o dispositivo que pueda perjudicar a la sociedad o cause algún daño, el sujeto responsable esta obligado a reparar el daño causado. Sin embargo, el trabajo presente es tratado como una evaluación hacia la estudiante que lo realiza, dándole acceso al título universitario en el que se encuentre estudiando. En este ámbito, la responsabilidad profesional se reduce a demostrar los conocimientos recibidos a lo largo de la carrera, donde el trabajo de fin de grado solo tiene carácter de prueba global. La principal responsabilidad que tiene la estudiante a la hora de realizar el mismo, es que el trabajo sea personal y original, y adecuado a los estudios que se encuentre realizando.

En cuanto a los riesgos laborales en la Ley 31/1995, del 8 de noviembre, se detalla la prevención de los mismos, conocidos como las posibles enfermedades o accidentes que puede tener un trabajador realizando las diferentes obligaciones. No obstante, este trabajo ha sido realizado por una estudiante, que no posee las mismas características que un trabajador y por tanto dichos riesgos no son aplicables. Aun así la universidad se compromete a concienciar a todos los estudiantes de los posibles riesgos que pueden haber, ya que están muy cerca de ser futuros trabajadores. A la hora de realizar el presente trabajo se debe respetar las recomendaciones establecidas en los laboratorios, como pueden ser, el orden y la limpieza, la vestimenta, la conducta o evacuación en caso de emergencia.

Por último, se detallarán algunos aspectos técnicos importantes y estándares aplicables:

La frecuencia de operación de la antena descrita, es un parámetro de vital importancia debido a que todos los resultados están enfocados a esta, por tanto, es importante saber que restricciones puede tener. En España según la legislación consolidada IET/787/2013, del 25 de abril, las bandas de frecuencia entre 24-24,256 GHz con frecuencia central en 24,125 GHz, están designadas para aplicaciones industriales, científicas y medicas (ICM). La frecuencia de trabajo utilizada se encuentra dentro de ese rango, siendo de 24 GHz que según la unión internacional de telecomunicaciones (UIT o ITU en inglés) encargada de la regulación en el sector a nivel internacional, determina la banda de frecuencias entre 3 y 30 GHz como altas frecuencias (HF en inglés) con un rango de longitud de onda de 10 a 100 metros. Esta frecuencia es elegida porque es libre de utilización. Sin embargo tenemos que aceptar la posible interferencia generada de las aplicaciones ICM debido a que trabajan dentro del mismo rango.

Además según el IEEE 521-2002 *Standar Letter Designation for radar frequency band*, el rango de frecuencias entre 18 y 26,5 GHz es denominado como la banda K, utilizada para aplicaciones radar como es en el caso de este trabajo. De ahí, a elegir la frecuencia de operación de 24 GHz.

También se ha seguido la recomendación BS.705-1 de ITU-R sobre las características y diagramas de antenas transmisoras y receptoras, donde se obtiene una gran visión del comportamiento de las mismas a la banda de frecuencias HF.

Centrándose en los datos utilizados en el trabajo, todas las imágenes son creadas por el autor del mismo, obtenidas a través del simulador *Cst Microwave Studio*.

## 2. ESTADO DEL ARTE

Según el “Institute of electrical and electronics engineers” (IEEE) considera a una antena como:

«aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas. (IEEE std.145-1983)»

Las antenas consiguen radiar potencia a través de ondas electromagnéticas propagantes en el espacio libre y captar dichas ondas para adaptarlas y recopilar información procedente de algún punto. Por esta razón, este dispositivo es de vital importancia para cualquier sistema de comunicación.

A lo largo de la historia, los sistemas de comunicaciones han sufrido una gran evolución tecnológica. Desde las primeras redes de comunicaciones con la aparición de la telegrafía óptica, hasta el gran descubrimiento de la radiodifusión, donde en 1821 Michael Faraday descubrió la inducción eléctrica junto con Maxwell, que en 1865 publicó “Una teoría dinámica del campo electromagnético” donde se explica la unificación electromagnética y sus principales características. A día de hoy, ambos son considerados los dos grandes pilares del electromagnetismo. Continuando con la rápida visión de la historia de las telecomunicaciones, también destaca Guillermo Marconi donde el 12 de diciembre de 1901 creó la primera comunicación transoceánica. Otro de los grandes descubrimientos, fue la invención del radar a inicios del siglo XX, que no se conoce quien es el verdadero inventor, pero se cree que fue a forma de pruebas ya que las ondas de radio se podían transmitir y reflejar a partir de ciertos materiales. En la Segunda Guerra Mundial se produjo un gran desarrollo de la teoría de guía de onda, de vital importancia en la teoría de microondas. Por último, a mediados de este siglo surgió la telecomunicación espacial, creación y despliegue de satélites que conducen hasta las actuales redes. [1]

### 2.1. Diseño de antenas

Las antenas dan lugar al correcto comportamiento de los sistemas de comunicaciones en muchos ámbitos, desde la señal de televisión, audio, telefonía, localización o uso de datos entre los más destacados. Para todos ellos es necesario el correcto diseño y creación donde se necesitan conocer los fundamentos básicos. [2]

El diagrama de radiación es uno de ellos, representando el reparto de radiación en unas determinadas direcciones por el espacio. Este es una representación tridimensional, sin embargo, para comprobar los resultados se procede a cortarlo según los diferentes planos para obtener una visualización en dos dimensiones que permite un entendimiento de los mismos más sencillo. Para poder visualizarlo se utilizan los software de diseño, uno de los más importantes es el *Cst Microwave Studio* (apéndice b) [3].

Otros de los parámetros que especifican el comportamiento de las antenas es la ganancia y directividad. La ganancia se basa en la relación de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, con respecto a la misma distancia y potencias entregadas a la antena. En cuanto a la directividad, informa de la dirección en donde se produce máxima radiación del campo, coincidiendo con la definición de ganancia, con la diferencia que la relación de potencia se realiza a igualdad de potencia radiada. [2]

El ancho de banda de la antena es el conjunto de frecuencias en el cual la antena tiene un comportamiento deseado. Existiendo antenas de banda estrecha, las cuales pueden transmitir poca información. Por ejemplo, las antenas radar emiten pulsos donde no es necesario obtener gran ancho de banda. También están las de banda ancha, específicas para alguna aplicación concreta, ya que mantener un diagrama de radiación constante para todas las frecuencias, no es un reto fácil. [4]

A partir de estos fundamentos y según unas especificaciones se procede al diseño de una antena, siendo los más destacados: (la información ha sido recogida según los datos expuestos en [2] y [5])

- Antenas dipolo: más básicas, utilizadas para radiodifusión, con un diagrama de radiación generalizado, posicionadas verticalmente, de forma cilíndrica, ganancia en torno a 2 dB, ancho de banda efectivo del 10 % y directividad de 2.15 dB.
- Antenas de bocina: banda de utilización de microondas debido al gran ancho de banda y fácil construcción a dichas frecuencias. La directividad depende de las dimensiones calculadas para la apertura. Existen tres principales formas de implementación, en el plano H, plano E y bocina piramidal.
- Reflectores: utilizados principalmente para la recepción de señales satélites, comunicación con satélites geoestacionarios o radio-enlaces a bandas de frecuencia milimétricas.
- *Arrays*: conjunto de agrupaciones de antenas iguales y conectadas entre sí, basados en la superposición de ondas a la misma frecuencia, considerando el conjunto como una antena única.
- Antenas resonantes [6]: la antena es un elemento pasivo que presenta una impedancia de entrada cuando la conectas a un circuito. Esta impedancia tiene una parte real que representa la potencia disipada y una parte imaginaria representando la energía almacenada de la misma. Se pretende que esta energía sea mínima o nula para conseguir radiación.
- Antenas *microstrip*: caracterizadas por ser impresas en un metal y diseñadas a partir de líneas de transmisión [7]. El principal objetivo en el diseño formado por un parche sobre un sustrato eléctrico, es que se produzca resonancia.

## 2.2. Antenas radar

Una de las antenas más utilizadas para aplicaciones radar es la cavidad resonante ranurada explicada en [8], [9], [10]. Basada en guía de ondas [11] donde en una de sus caras, se realizan ranuras que dependiendo de la posición se obtendrán diferentes diagramas de radiación.

La funcionalidad de la misma dependerá de la frecuencia de operación y el sistema de alimentación adecuado. Estudiando algunos diseños de este tipo de antenas, como en [12] y [13], se comprueba que la alimentación es un factor clave para conseguir un comportamiento adecuado, ya que da lugar a distintos tipos de aplicaciones. La frecuencia de operación también juega un papel importante puesto que a partir de la misma se conseguirán radares de corto, medio o largo alcance. A frecuencias más altas se obtendrán con una distancia de operación más corta, pero con una mayor exactitud de operación que en bandas más bajas. El trabajo se desarrolla en torno a la banda de frecuencias de 24 GHz que según el IEEE 521-2002 está dentro de la banda K considerada banda de altas frecuencias.

La alimentación de la antena se va a basar en un acoplador *Riblet Short-Slot* detallado en [14] que va a funcionar como un divisor de potencia, provocando un desfase de las señales de salida de  $90^\circ$ , que unido a un desfasador de  $90^\circ$ , conseguirá crear un sistema monopulso, uno de los más importantes en sistemas radar como se explica en [15]. Haciendo un estudio del acoplador, se encuentra que el diseño y estructura del mismo fueron publicados por Henry J. Riblet en el artículo titulado “The Junction Hybrid Short-Slot” [16]. Este ha servido de guía para el diseño de este tipo de acopladores con una estructura algo más sencilla de diseñar como se detalla en [17] y [18]. Que da lugar a la creación de trabajos como el presente donde también se desarrolla su utilidad en [19], [20],[21], [22] y [23].

Para continuar con la alimentación de la antena, se procede al estudio de desfasadores en guía de ondas, considerados como dispositivos básicos y de vital importancia para las microondas como se puede comprobar en [6] y [24]. Existen en la actualidad muchos tipos de desfasadores, ya que a lo largo de su historia estos fueron creados con unas mejores características que su antecesor con el objetivo de poder utilizarlos en las diferentes aplicaciones o medios, detallados en [25]. Profundizando en los de guía de onda rectangular se encuentran algunos diseños con doble placa de dieléctrico [26], compacto de banda ancha [27], basados en la modificación de las dimensiones de la guía [28] o mediante una implementación en tecnología *Gap Waveguide* [29]. En el trabajo se explicarán tres tipos diferentes para después proceder a la elección del más adecuado.



### 2.3. Tecnologías aplicables

Para poder crear una cavidad resonante es necesario conocer la tecnología disponible. Una de las más utilizadas desde la Segunda Guerra mundial para las frecuencias de microondas son las guías de ondas basadas en estructuras cerradas que confinan el campo electromagnético ayudando a que se propague en su interior. Sin embargo, según se sube en frecuencia las pérdidas son cada vez mayores impidiendo el buen funcionamiento de los sistemas.

Una de las tecnologías que hacen frente a este problema es la conocida como *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) [30] que fue creada a finales de 1993 y principios de 1994. Utiliza gran parte de la tecnología *microstrip* como puede ser el sustrato dieléctrico, un plano a tierra, una línea conductora y los orificios metalizados cuyo objetivo no es más que el de guía de ondas, donde se pretende que las ondas electromagnéticas viajen en su interior. Observando antenas creadas en dicha tecnología [31] o [32] destacan la efectividad, flexibilidad y ligereza en comparación a la construcción en guía de ondas.

La tecnología *Gap Waveguide* también es de gran importancia en altas frecuencias. Fue inventada por el profesor Per-Simon Kildal en Suecia, utilizada en diferentes aplicaciones de antenas como se detallan sus trabajos sobre antenas de ranuras en [33] y [34]. Existen diferentes implementaciones a la hora del diseño de elementos en altas frecuencias. Una de ellas es la conocida como *Ridge Gap Waveguide*, en [35] detalla el similar funcionamiento obtenido con respecto a una guía de ondas, gracias a la estructura de pines donde las ondas deben de seguir la dirección impuesta por los mismos. Otro de los tipos más conocidos en esta tecnología es *Microstrip Gap Waveguide* donde en [36] se diseña y valida una guía de ondas para bandas milimétricas, demostrando su correcto funcionamiento tras la incorporación del sustrato encima de la fila de pines más conocida como *bed of nails*. Por último, tenemos el diseño en *Groove Gap Waveguide*, el cual es característico por guiar el campo a través de filas de pines situadas en un plano conductor y distanciadas de otro una cierta distancia de manera que no exista contacto entre ellos. En [37] se detallan las principales características de la propagación de campo en el interior de la cavidad.

### 2.4. Caso de estudio

El diseño del sistema monopulso a partir del acoplador Riblet y el desfasador en guía de ondas descrito en [15], junto con el diseño de antena ranurada se extienden en este proyecto, intentando a partir de los resultados obtenidos, crear una antena radar y demostrar el correcto funcionamiento en guía de ondas y en tecnología *Groove Gap Waveguide*.

## 3. DISEÑO

### 3.1. Antena ranurada

#### 3.1.1. Líneas de transmisión y guía de ondas

Las líneas de transmisión [7] confinan la energía electromagnética total o parcialmente siempre mediante la separación de dos conductores perfectos.

La forma que pueden tomar los campos al transmitirse por la línea recibe el nombre de modo. Este concepto tiene sentido en la propagación guiada. Al solucionar la ecuación de onda que los campos deben cumplir al propagarse por una línea, nos da una solución de campo eléctrico y magnético que dependen de la componente transversal y de la componente en dirección  $z$  (componente longitudinal), que normalmente coincide con la dirección de propagación. Cabe destacar que los campos resultantes al tener una componente en la dirección de propagación no son considerados ondas planas.

Existen tres tipos de modos :

- El modo transversal magnético (TM): no existe componente de campo magnético en la dirección de propagación ( $H_z = 0$ ).
- El modo transversal eléctrico (TE): no existe componente de campo eléctrico en la dirección de propagación ( $E_z = 0$ ).
- El modo transversal eléctrico (TEM): no existe componente de campo eléctrico ni campo magnético en la dirección de propagación ( $E_z = 0$ ,  $H_z = 0$ ). Con estas características es considerado una onda plana.
- Los modos híbridos: existe componente de campo eléctrico y campo magnético en la dirección de propagación.

Los modos se caracterizan por las componentes  $m$  y  $n$ . Siendo  $m$  el número de semiperíodos del seno o coseno para un modo determinado en el eje  $x$ , y  $n$  el número de semiperíodos de seno o coseno para el eje  $y$ . Cada modo también lleva asociado una frecuencia de corte de modo, que es importante porque determina cuando un modo es excitado. Un modo ‘aparece’ o es excitado cuando la frecuencia de operación es mayor que la frecuencia de corte del modo.

Una característica muy importante del modo TEM es que no necesita frecuencia de corte, dicho de otra forma, siempre que haya una diferencia de potencial este modo es propagado a través de la línea. [11]

Cada modo se transmite a partir de una determinada frecuencia, si la frecuencia de operación es mayor que la frecuencia de corte del modo, este se propagará a través de la línea. Pero también puede ocurrir que se propaguen dos modos debido a que la frecuencia de operación a la que se está trabajando sea mayor que las dos frecuencias de corte de dichos modos. En este caso existen diferentes constantes de propagación provocando dispersión, por tanto es conveniente evitar este efecto y trabajar con frecuencias que sean menores a las de los modos superiores en la línea. Cuando solo se propaga un modo, es decir, cuando la frecuencia de operación solo es mayor de uno de los modos a transmitir por la línea se dice que estamos en un rango monomodo. [7]

Existen varios tipos de líneas de transmisión, donde dependiendo de la elección transportaran distintos tipos de modos. Además de ser divididas por su geometría, también pueden ser divididas por su equilibrio eléctrico, existiendo las líneas balanceadas y las líneas no balanceadas. Una de las líneas más conocidas son:

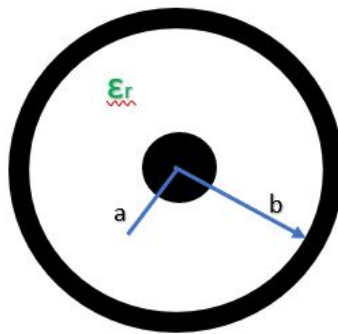


Fig. 3.1. Línea de transmisión coaxial

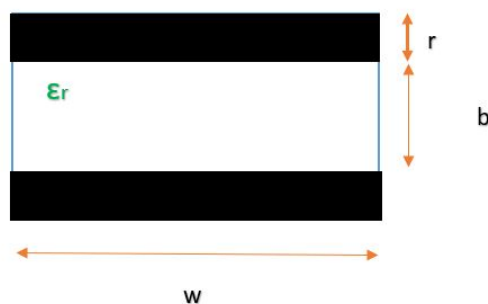


Fig. 3.2. Línea de transmisión de placas paralelas

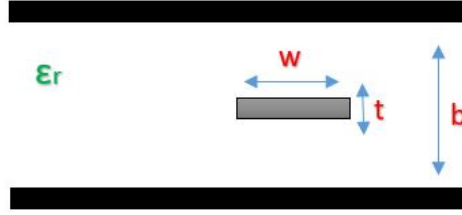


Fig. 3.3. Línea de transmisión stripline

Uno de los principales problemas de las líneas de transmisión creada por dos conductores es la atenuación que pueden causar cuando trabajamos a frecuencias altas, ya que depende de la resistividad intrínseca de los conductores, las pérdidas del dieléctrico y es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. Según aumentamos en frecuencia, aumentan las pérdidas de los materiales dieléctricos, por tanto aumenta la atenuación pudiendo llegar a ser un problema. Las bandas de frecuencia donde la atenuación es bastante considerable son las milimétricas. [38]

- Radiofrecuencia: de 300 MHz a 3 GHz.
- Microondas: de 3 GHz a 30 GHz.
- Milimétricas: de 30 GHz a 300 GHz.

La solución a este problema sería trabajar con guías de ondas, sistemas cerrados por un conductor, rellenos de aire o dieléctrico, característicos por tener una sección transversal mayor, por tanto, la resistencia de los conductores es menor y se produce menor atenuación. [12]

Una de las guías de onda más utilizada es la de sección rectangular ( $a \times b$ ), siendo la cara más ancha de la sección transversal  $a$  y la más estrecha  $b$ . Para cada valor de  $m$  y  $n$  existe un modo y no está permitida la solución  $m = n = 0$ . La relación entre componentes de campo eléctrico y magnético es la impedancia de modo. En general, si  $a > b$  el modo dominante en la guía es el  $TE_{1,0}$ , donde la frecuencia de corte de dicho modo es según [11]:

$$f_{cmodoTE_{1,0}} = \frac{co}{2\sqrt{\epsilon_{rdielctrico}}} \frac{1}{a} \quad (3.1)$$

Además para que se propague debe cumplirse:

$$f_{cmodo} < f_o$$

$$\lambda_{guia} > \lambda_0$$

### 3.1.2. Cavity resonant slotted

Una cavidad resonante es un tipo de resonador fácil de construir, de gran importancia para las microondas. Uno de los resonadores más utilizados es la cavidad resonante rectangular, que se caracteriza por su sencilla fabricación mediante la unión de una guía de onda y dos placas metálicas en las caras frontal y final de la guía y por el alto factor de calidad que se encuentra en el orden 5.000-10.000. [2]

La antena tiene que radiar sobre un espacio determinado y con un diagrama de radiación específico. Para conseguir estos objetivos se diseñará un *array* sobre una de las caras de la guía de ondas rectangular. Una de las principales ventajas de este diseño es el grado de libertad que se posee, porque dependiendo del número de ranuras, la posición sobre la guía y la longitud y ancho de las mismas permitirán obtener distintos diagramas de radiación.

El comportamiento de una ranura sobre una guía rectangular es similar al de un dipolo de igual dimensión, con la diferencia que el campo eléctrico y magnético se encuentran cambiados, haciendo que la polarización se encuentre rotada  $90^\circ$ . (Principio de Babinet, teoría clásica de campos [10]). Además, dependiendo de su posición en las caras de la guía pueden radiar mucha, poca o nada de energía. Pueden ser colocadas en ambas caras de la guía, perpendiculares al eje, o con un cierto ángulo de inclinación. Dependerá si existe o no radiación si las ranuras se intersecaran con alguna línea de campo de la guía. Sí es así, habrá radiación. [8], [12]

La posición tiene un papel muy importante en el diseño porque indica la cantidad de corriente que fluye por la ranura, es decir, la energía que se acopla y radia. Para calcular la corriente existente en las ranuras se tiene como referencia el valor de la diferencia de campos en dos puntos. Si se elige que las ranuras se encuentren en la cara superior de la guía situadas en el eje, como se muestra en fig. 3.4, no se producirá radiación ya que en dicha posición la ranura tiene un campo simétrico y por tanto la diferencia de campo entre ambos bordes de la ranura es nula. [39]

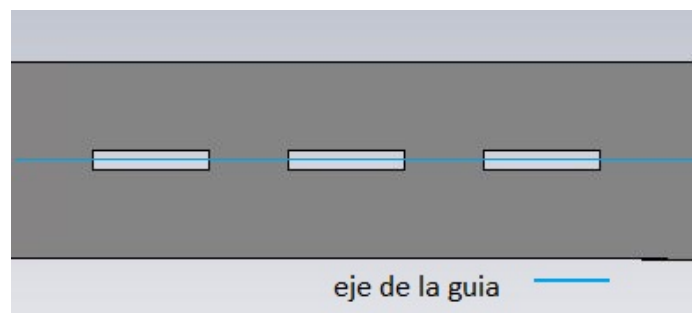


Fig. 3.4. Ranura en el eje de la cara superior de la guía

Según nos vamos alejando del eje de la guía, la diferencia de campo va incrementando, haciendo que se produzca un corte con un mayor número de líneas de campo, acoplándose más energía a la ranura y aumentando la potencia radiada. Sin embargo, si situamos la ranura cerca de la pared lateral de la guía, el campo disminuye porque dichas paredes se comportan como un cortocircuito para el campo eléctrico. Por tanto, para conseguir radiación hay que separar las ranuras una distancia del eje de la guía de onda sin acercarlas a las paredes laterales.

Como se ha comentado la posición determina la cantidad de energía que radia la ranura, por tanto, determina la impedancia que tiene, haciendo que las ranuras situadas cerca de la pared lateral de la guía tengan una impedancia baja porque apenas radian campo y las que están separadas a cierta distancia del eje de la guía posean una impedancia mayor por la razón contraria.

Para poder diseñar una antena con amplitudes y fases uniformes, es necesario alternar las ranuras a un lado y a otro del eje principal de la guía la misma distancia. Además de separarlas media longitud de onda, equivalente a una separación eléctrica de  $180^\circ$ , que se traduce a que las radiaciones se cancelaran entre ellas. También, al estar alternadas con respecto al eje, se produce otro desfase de  $180^\circ$ , produciéndose  $360^\circ$  entre las ranuras y estando por tanto en fase. [40]

### 3.1.3. Diseño de la antena ranurada

Para el diseño de la antena partimos de las siguientes especificaciones:

- Guía de ondas WR34 ( $a = 8.636 \text{ mm}$ ,  $b = 4.318 \text{ mm}$ ).
- Frecuencia de operación  $f_o = 24 \text{ GHz}$ .
- Número total de ranuras,  $N = 9$ .

El diseño de la antena es implementado en una guía de ondas rectangular, medianamente ranuras alternadas a un lado y a otro del eje de la guía para provocar que el lóbulo principal del diagrama de radiación apunte a  $90^\circ$ , consiguiendo un diagrama de radiación **broadside**. Se cierra la guía mediante una pared metálica creando un cortocircuito para provocar una onda estacionaria en su interior y poder excitar las ranuras. La última ranura o la ranura más cercana al cortocircuito tiene que estar posicionada a  $\frac{\lambda_{guia}}{4}$  debido que si partimos desde un cortocircuito y nos movemos  $\frac{\lambda_{guia}}{4}$  nos encontramos con un máximo de la onda estacionaria que se crea en su interior, además de minimizar la onda reflejada. Las ranuras deberán estar distanciadas  $\frac{\lambda_{guia}}{2}$  coincidiendo con los máximos de la onda estacionaria, creando así una antena resonante. [8], [12]

Las ondas electromagnéticas se pueden propagar a través de una guía de ondas siempre que la frecuencia de corte del modo sea menor que la frecuencia de operación de la guía  $f_{modo} < f_o$ , sino se cumple los modos existentes en la guía serían evanescentes y no habría propagación solo atenuación.

El modo fundamental para una guía de ondas rectangular es el  $TE_{1,0}$  por lo que se calcula la frecuencia de corte de modo para comprobar si existe propagación. [11]

$$f_{modo}TE_{1,0} = \frac{co}{2\sqrt{\epsilon_{rdielctrico}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (3.2)$$

Donde  $co$  es la velocidad de la luz en el vacío con un valor de  $co = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ,  $\epsilon_{rdielctrico} = 1$  puesto que la guía esta rellena de aire,  $m=1$  y  $n=0$  debido a que estamos calculando la frecuencia de corte para el modo  $TE_{1,0}$  y por último  $a=8.636 \text{ mm}$  y  $b=4.318 \text{ mm}$  siendo las dimensiones de la guía WR34.

Con estos datos obtenemos:

$$f_{modo}TE_{1,0} = \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{1}} \sqrt{\left(\frac{1}{8.636 \times 10^{-3}}\right)^2} = 17,37 \text{ GHz}$$

Como  $17,37 \text{ GHz} < 24 \text{ GHz}$  el modo es propagante.

El siguiente parámetro a calcular es la longitud de onda para la frecuencia de operación:

$$\lambda_0 = \frac{co}{f_o \sqrt{\epsilon_{rdielctrico}}} \quad (3.3)$$

sustituyendo los datos obtenemos:

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{24 \times 10^9} = 12,5 \text{ mm}$$

Con los cálculos anteriores podemos calcular la longitud de onda de la guía:

$$\lambda_{guia} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cmodoTE1,0}}{f_o}\right)^2}} \quad (3.4)$$

Sustituyendo tenemos:

$$\lambda_{guia} = \frac{12,5 \times 10^{-3}}{\sqrt{1 - \left(\frac{17,37}{24}\right)^2}} = 18,11 \text{ mm}$$

Una vez obtenido  $\lambda_{guia}$  y el número de ranuras que dispondrá la antena (N=9) podemos calcular la longitud de la guía.

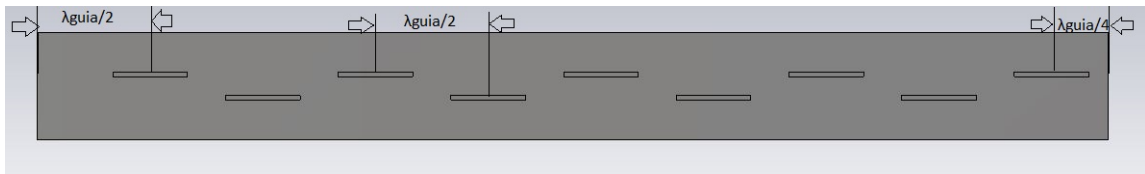


Fig. 3.5. Vista desde arriba de la antena ranurada

Observando la fig. 3.5 es sencillo obtener la longitud de la guía:

$$L_{guia} = 9\left(\frac{\lambda_{guia}}{2}\right) + \frac{\lambda_{guia}}{4} = 86,02 \text{ mm}$$

Para calcular las dimensiones de las ranuras hay que tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- Todos los elementos son resonantes, por tanto las susceptancias son nulas.
- Las ranuras adyacentes se encuentran en lados opuestos del eje de la cara superior de la guía con el objetivo de alimentar las ranuras en fase.

El equivalente eléctrico de una ranura horizontal situada en la cara superior de una guía de ondas es igual a la parte real de una admitancia, llamada conductancia. Por tanto, el equivalente eléctrico de todas las ranuras existentes en la antena, es la suma de todas las conductancias en paralelo tal y como se ve en la figura. [8]



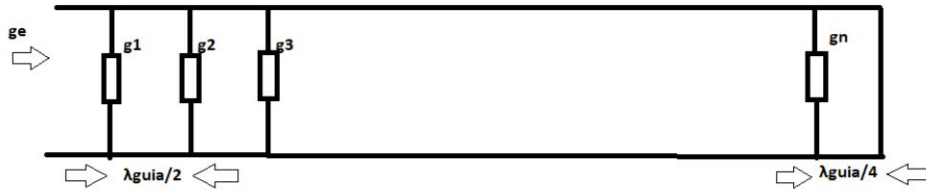


Fig. 3.6. Circuito equivalente

La conductancia de entrada viene dado por:

$$g_e = \sum_{n=1}^N g_n \quad (3.5)$$

La suma de todas las conductancias del *array* resonante es igual a 1 si la alimentación es mediante un extremo, como es el caso de este proyecto y así poder radiar toda la potencia insertada por dicho extremo, o igual a 2 si la alimentación se produce central. [9]

Calculando el coeficiente de excitación de cada ranura, se puede calcular el valor exacto de cada conductancia mediante la siguiente formula. [8]

$$g_n = 2,09 \frac{\lambda_{guia}}{\lambda_0} \frac{a}{b} \cos\left(\frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda_{guia}}\right)^2 \sin\left(\frac{\pi x_s}{a}\right)^2 \quad (3.6)$$

Como se puede observar la fórmula (3.6) relaciona la conductancia de cada ranura del *array* con la separación de la misma con respecto al eje del *array*.

Mediante la formula (3.5) y la (3.6) podemos calcular la distancia de la ranura con respecto al eje:

$$g_n = \frac{1}{9}$$

sustituyendo en la formula (3.6) y despejando, obtenemos un valor:

$$x_s = 0,786 \text{ mm}$$

Para todas las ranuras será la misma distancia debido a que se quiere un *array* con amplitudes uniformes.

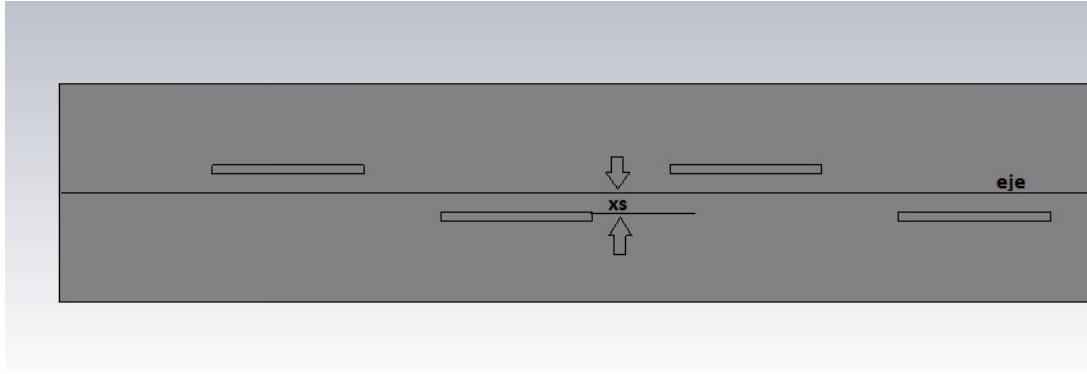


Fig. 3.7. Distancia de las ranuras al eje

Para calcular la longitud de las ranuras hay que tener en cuenta la condición de que todos los elementos deben de ser resonantes. Para ello una buena aproximación descrita en [8] es considerar la longitud de ranura un poco menor que  $\frac{\lambda_0}{2}$ .

$$Lr = 0,95 \frac{\lambda_0}{2} = 5,937 \text{ mm}$$

La anchura de las ranuras también se puede utilizar la aproximación descrita en [8] donde:

$$Wr = 0,0625 \frac{\lambda_0}{2} = 0,391 \text{ mm}$$

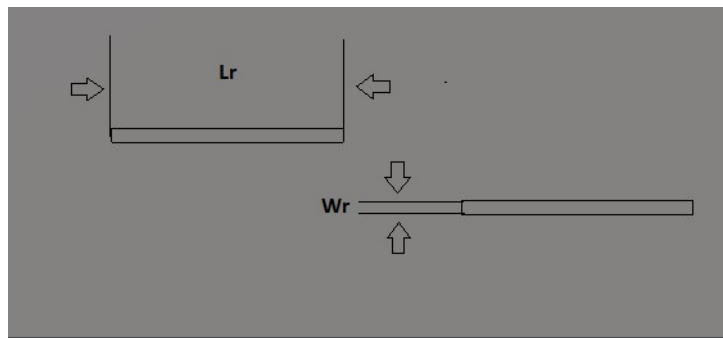


Fig. 3.8. Dimensiones de las ranuras

A continuación en la siguiente tabla y figura se mostrará la distancia del centro de cada ranura:

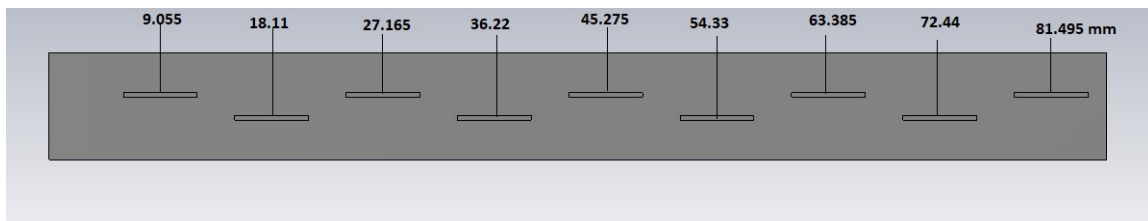


Fig. 3.9. Distancias de los centros de las ranuras

TABLA 3.1. DISTANCIAS DE LOS CENTROS DE LAS RANURAS

ranuras	distancia de los centros
1	9.055 mm
2	18.11 mm
3	27.165 mm
4	36.22 mm
5	45.275 mm
6	54.33 mm
7	63.385 mm
8	72.44 mm
9	81.495 mm

### 3.1.4. Simulaciones

Como ya se ha comentado, las simulaciones se han realizado a través del programa *Cst Microwave Studio*. Para realizar la simulación de la antena ranurada cabe destacar que ha sido alimentada por el puerto 1 y su terminación es de un cortocircuito que provoca una onda estacionaria en el interior de la cavidad, coincidiendo los máximos de dicha onda estacionaria con las posiciones de las ranuras.

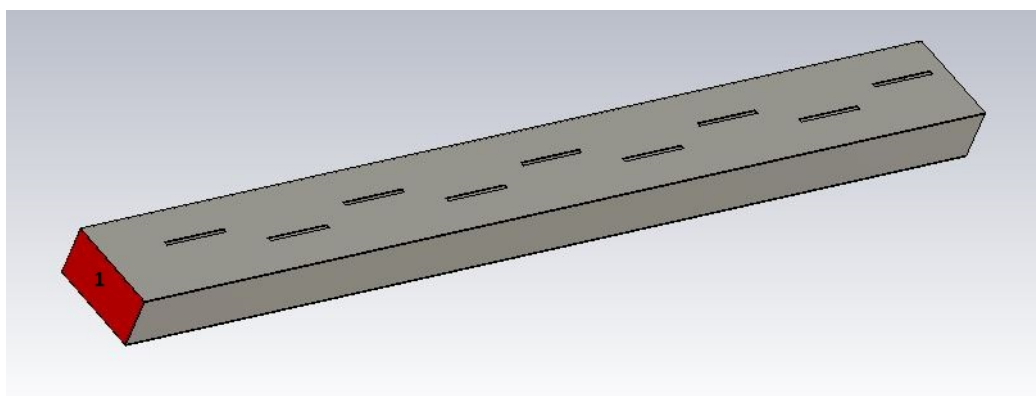


Fig. 3.10. Antena ranurada

La antena es considerada como un elemento pasivo y presenta una impedancia cuando es conectada a un circuito. Dicha impedancia posee una parte real y una imaginaria. La parte real representa la potencia que se disipa tanto en forma de calor como mediante la radiación y la parte imaginaria, la energía almacenada. Se suele evitar la energía almacenada y por tanto se procura que la parte imaginaria sea nula. Este tipo de antena es conocida como antena resonante, que será la que se represente en los siguientes resultados. [4]

El primer resultado a examinar son los **parámetros S o parámetros de dispersión**. Estos parámetros son definidos sobre un puerto cualquiera y en cada puerto se define una

impedancia de referencia arbitraria. Normalmente esta impedancia suele ser igual para todos los puertos. Sobre cada puerto es definido un plano de referencia el cual tiene una tensión y una corriente. Se define a continuación una línea de transmisión de longitud cero, por tanto, se sitúa en la misma posición del plano de referencia descrito anteriormente, pero al definir una línea de transmisión se puede hablar de una onda progresiva entrante a la red y una onda regresiva saliente de la red. Para calcular los parámetros S se definen las ondas de potencia a y b, que representan la onda progresiva y la onda regresiva normalizada con respecto a la impedancia característica de cada puerto. Se conocen como ondas de potencia debido a que dependen de las tensiones y corrientes en cada puerto. La relación entre estas ondas es la conocida matriz de parámetros S. [41]

En la simulación de la fig. 3.10, podemos observar que solo disponemos de un puerto, por tanto el único **parámetro de dispersión** a examinar sería el  $S_{11}$ . Este parámetro representa el coeficiente de reflexión en el puerto 1, debido a que es calculado como la onda reflejada entre la onda incidente. Si dicho coeficiente tiene un valor  $S_{11} = 0$  entonces la antena se encuentra adaptada en el puerto 1. Una antena se encuentra adaptada para un valor menor o igual a -10 dB para la frecuencia a la que se está trabajando. El valor del  $S_{11}$  para 24 GHz se representa en la siguiente figura:

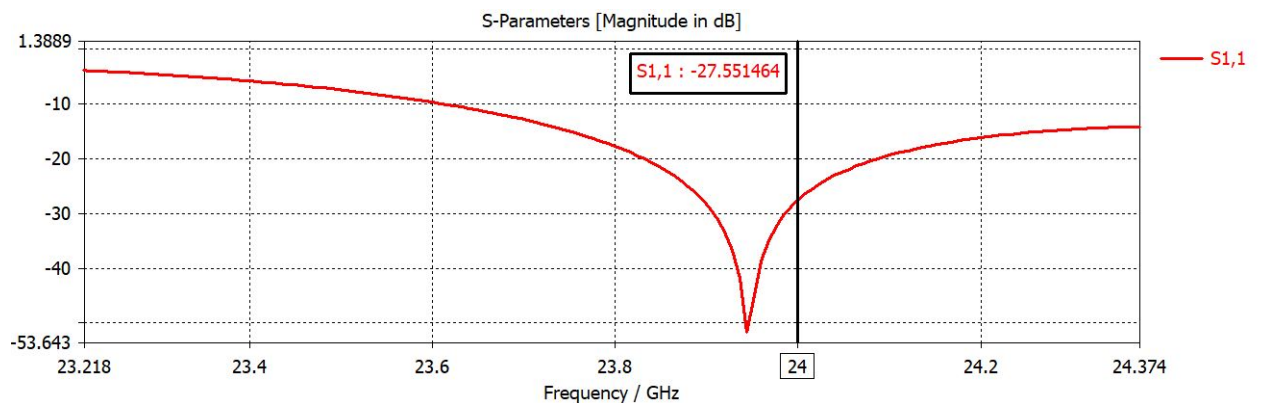


Fig. 3.11. Parámetro  $S_{11}$  a la frecuencia de operación

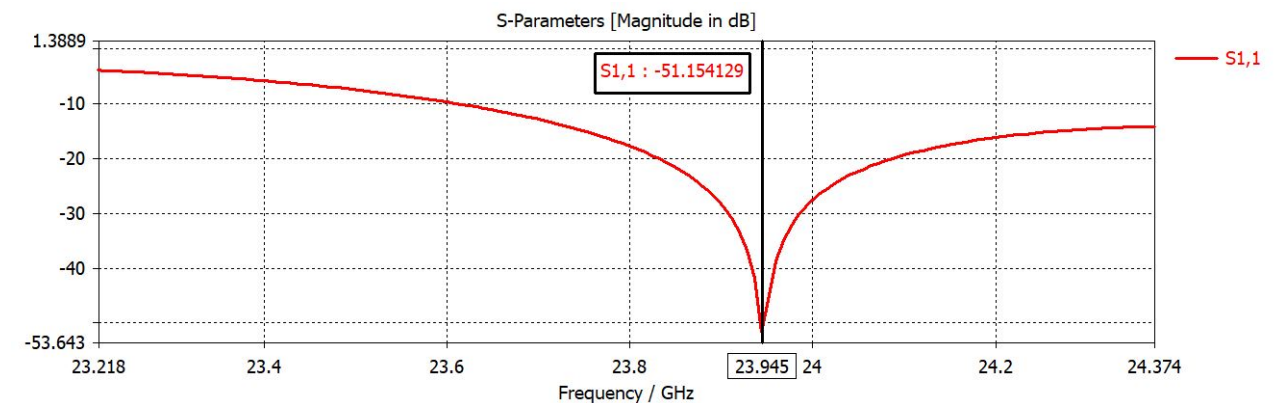


Fig. 3.12. Mejor valor del parámetro  $S_{11}$

Como se puede observar en fig. 3.11, para la frecuencia de operación de 24 GHz, la antena tiene un valor del parámetro  $S_{11}$  cercano a -28 dB, por tanto, la antena se encuentra bien adaptada, siendo a 23.945 GHz donde se produce el mejor valor del coeficiente de reflexión (fig. 3.12).

El siguiente resultado a examinar es el **diagrama de radiación** que consiste en la representación gráfica de la repartición de la radiación por el espacio. Un parámetro muy importante para calificar el diagrama de radiación es la directividad, que cuantifica la direccionalidad de la radiación que produce la antena. Es definida como la relación entre la densidad de potencia radiada en una determinada dirección, con la densidad de potencia que radia una antena isotrópica a igualdad de potencia radiada [2]. En la siguiente figura se representa el diagrama de radiación en tres dimensiones (3D):

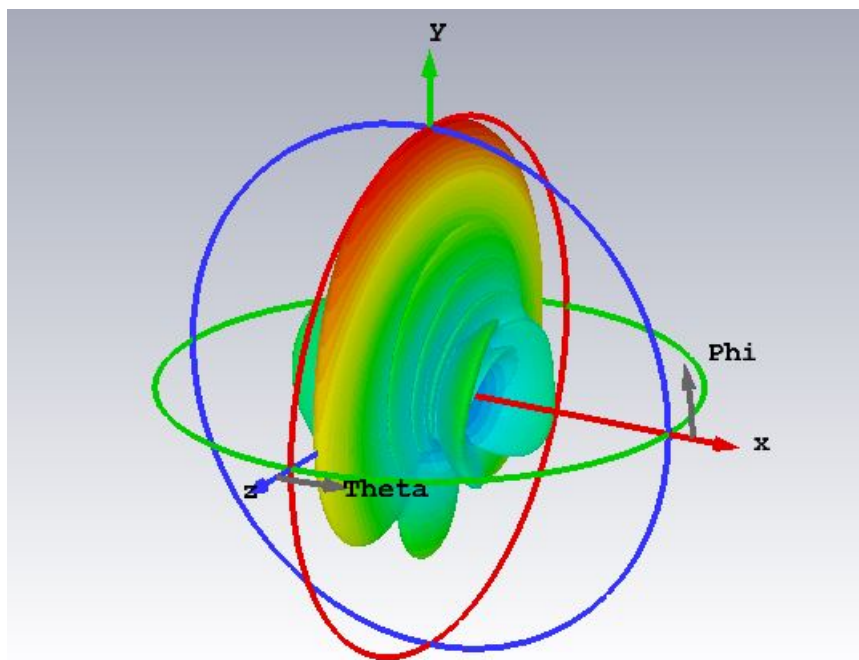


Fig. 3.13. Diagrama de radiación en 3D

De forma general los resultados del diagrama de radiación no se suelen calificar mediante el diagrama en 3D debido a que no se pueden apreciar los aspectos más relevantes. Por ello, se procede a crear una visualización en dos dimensiones (2D) que viene de los cortes a los planos principales del diagrama de radiación en 3D.

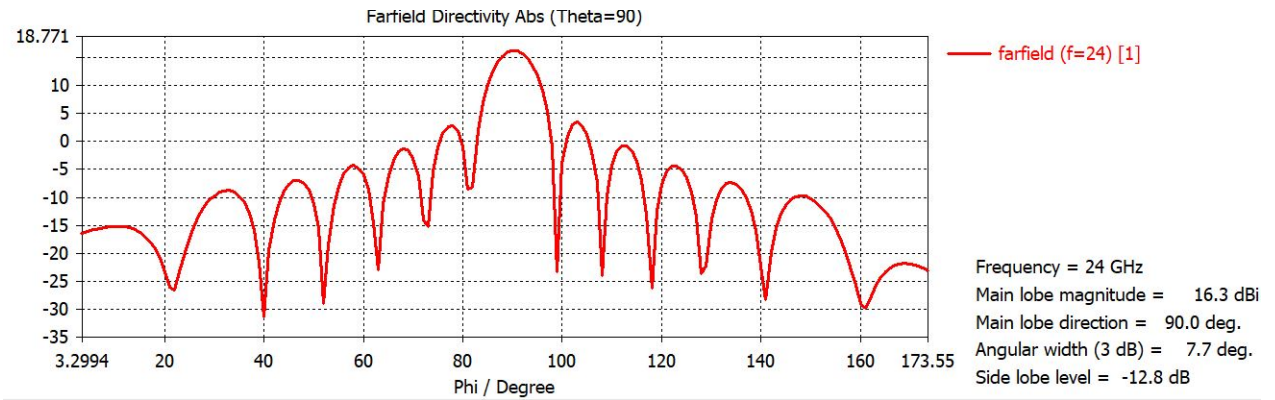


Fig. 3.14. Diagrama de radiación en 2D

Como se puede observar en fig. 3.14, el lóbulo principal que contiene la máxima radiación del diagrama de radiación apunta a 90°, por tanto, es *broadside* tal y como se especificó. La directividad de la antenna tiene un valor de 16.26 dBi, el nivel de lóbulo secundario -12.8 dB, siendo el mayor nivel de un lóbulo secundario con respecto al lóbulo principal.

De dicho diagrama de radiación también se puede calcular el ancho de haz del lóbulo principal, que como se indica en el nombre es el ancho del lóbulo principal completo.

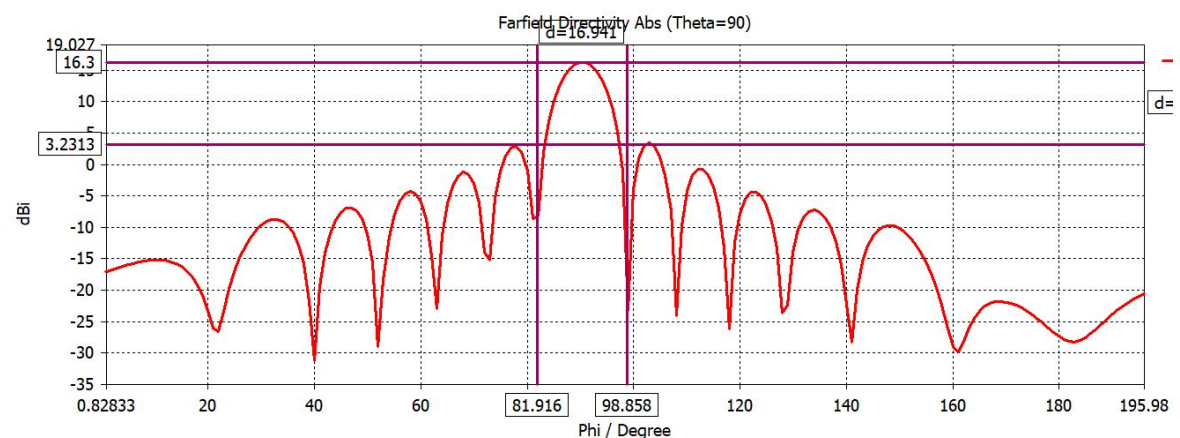


Fig. 3.15. Ancho de haz lóbulo principal

De la fig. 3.15 se obtiene:  $BW = (90 - 81,916) + (98,858 - 90) = 16,94^\circ$

Para comprobar que la antenna funciona correctamente se calculan las **fases y amplitudes** de las ranuras. Para ello se coloca una sonda en cada una de las ranuras de la guía y se comprueba que ambos valores son uniformes.

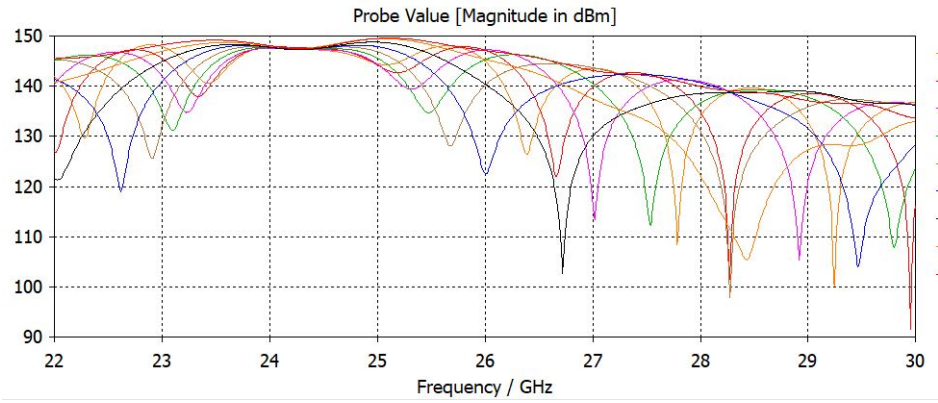


Fig. 3.16. Amplitudes ranuras

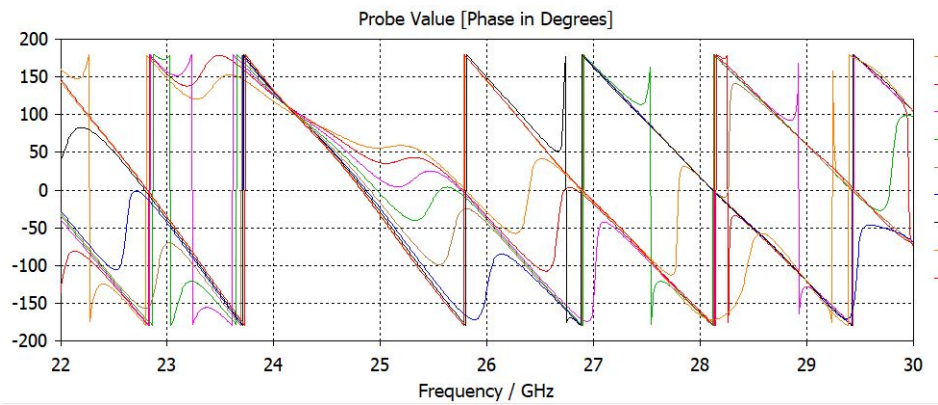


Fig. 3.17. Fases ranuras

En la fig. 3.16 y fig. 3.17 se observa que tanto las amplitudes como las fases tiene un valor muy uniforme para 24 GHz.

Fijándose más en detalle, se comprueba que para la frecuencia de trabajo las amplitudes son las más uniformes.

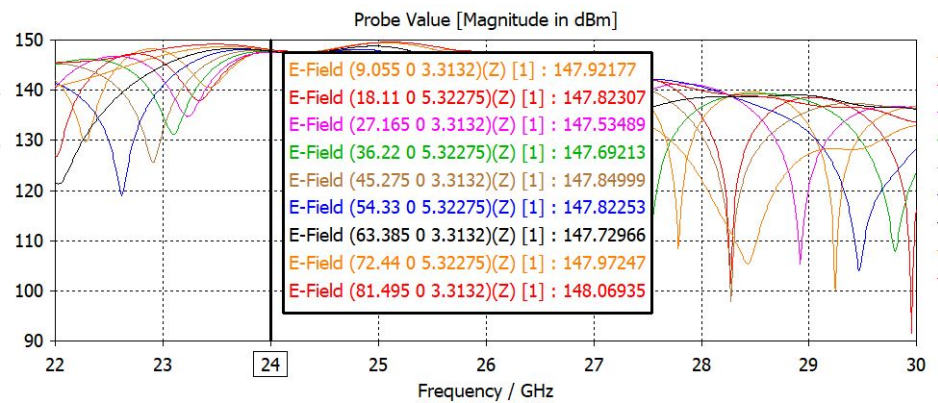


Fig. 3.18. Valores de las amplitudes

En cuanto a la fase para la frecuencia de operación, se observa en fig. 3.19, que para la primera ranura y las últimas el valor de la fase varía unos grados con respecto a las ra-



nuras centrales. En este caso la mejor frecuencia para conseguir unas fases prácticamente iguales se consigue a 24.216 GHz como se puede ver en la fig. 3.20.

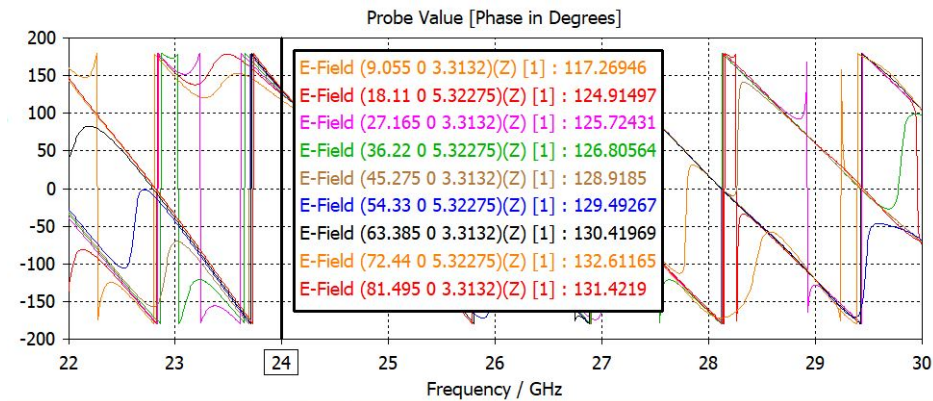


Fig. 3.19. Mejor resultado de fases uniformes 1

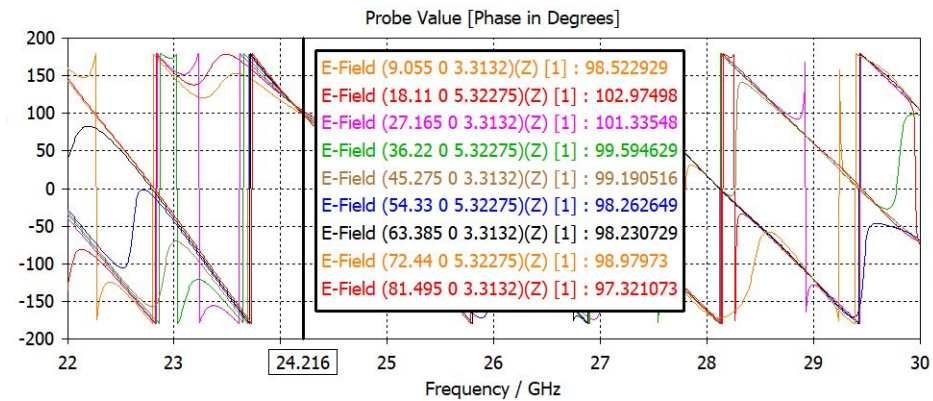


Fig. 3.20. Mejor resultado de fases uniformes 2

A continuación se representan los máximos de la onda estacionaria para hacer la comprobación de que estos coinciden con la posición de las ranuras de la antenna.

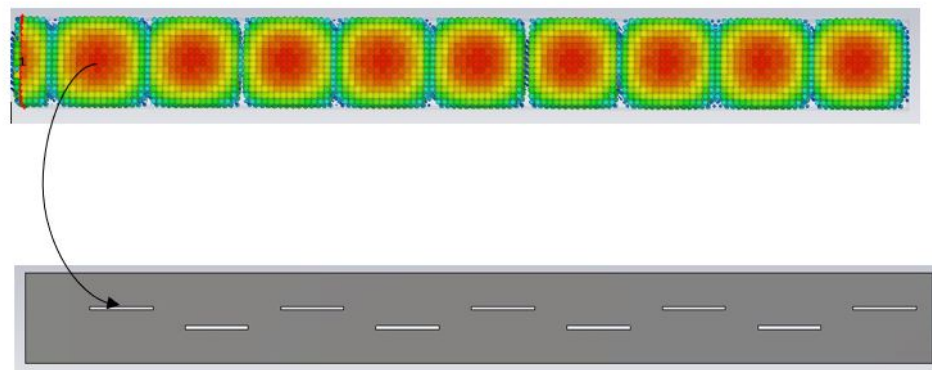


Fig. 3.21. Máximos de la onda estacionaria



### 3.1.5. Conclusiones

La antena ranurada es una buena solución para conseguir una buena ganancia y un diagrama *broadside*. Como se ha podido observar en las simulaciones, las fases y amplitudes a la frecuencia de trabajo dan valores muy uniformes, apuntando el lóbulo principal a  $90^\circ$  como se indica en las especificaciones. El número de ranuras utilizado produce una antena directiva ya que se puede considerar el ancho de haz del lóbulo principal estrecho. Si por el contrario no lo hubiera dado, manteniendo la distancia entre elementos constante, se añadirían más ranuras, por tanto aumentaría la directividad y en consecuencia el ancho de haz sería más pequeño. Además, como se comprueba en las simulaciones no aparecen *grating lobes*, es decir, que no haya máximos en otras direcciones no deseadas y que puedan ocasionar variaciones en los resultados. Cabe destacar que para *arrays* uniformes en fase y en amplitud es más sencillo controlar la aparición de *grating lobes*, ya que si la distancia entre elementos es mayor o igual que la longitud de onda de la guía aparecerán en el diagrama de radiación. Si se quisiera modificar el diagrama de radiación ya sea cambiando la dirección o el nivel de lóbulo secundario se tendría que proceder a cambiar las amplitudes y fases del *array*, debido a que si las fases y amplitudes son uniformes el diagrama será *broadside* y el nivel de lóbulo secundario estará siempre en torno a los -13 dB.

La antena simulada en el trabajo tiene unos resultados:

- Amplitudes uniformes.
- Fases uniformes.
- Directividad 16.26 dB.
- Ancho de haz  $16,94^\circ$ .
- Nivel de lóbulo secundario -12.8 dB.
- $S_{11} = -27,55$  dB.
- No posee *grating lobes*.
- Separación entre elementos  $\frac{\lambda_{guia}}{2}$ .

Con estos resultados se puede comprobar que cumple los requisitos especificados y que tiene las características mencionadas de array de fase y amplitud constante.

### 3.2. Acoplador

Los divisores de potencia y los acopladores direccionales son componentes pasivos que se utilizan para dividir la potencia o combinarla entre sus puertos. En los divisores de potencia la señal entra por un puerto y sale por los otros puertos del divisor con menor potencia que con la que entra porque ésta ha sido dividida. Los acopladores tienen los más frecuentes 3 y 4 puertos y pueden dividir la potencia equilibradamente entre los puertos o de distinta forma dependiendo del diseño del mismo. Los acopladores que poseen 3 puertos reciben el nombre de T-Junctions y los de 4 puertos son normalmente considerados híbridos o acopladores direccionales. Por tanto, existen acopladores que pueden funcionar como divisores de potencia, siendo este último tipo el que se usará en el presente trabajo. [6]

#### 3.2.1. Redes de 4 puertos, acoplos directivos

La matriz de parámetros  $S$  de una red recíproca de 4 puertos viene dada por:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Como se puede observar la red está completamente adaptada ya que  $S_{ii} = 0$ , siendo  $i$  el número del puerto.

Focalizando en acoplos directivos o acopladores, definidos como unión de 4 guías sin pérdidas, que no se encuentra degenerada (no hay desacoplo total entre guías) y se encuentra adaptada desde 2 de las 4, de manera que no existe acoplo entre 1 de las 2 mencionadas y otra de las restantes.

Para un acoplo directivo recíproco y sin pérdidas obtenemos la siguiente matriz de parámetros  $S$ :

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Como se ha supuesto una matriz unitaria:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1$$

Despejando se obtiene que  $|S_{13}| = |S_{24}|$  y que  $|S_{12}| = |S_{34}|$ , por tanto:

$$S_{12}^* S_{13}^* + S_{24}^* S_{34}^* = 0 \quad (3.9)$$

Siendo  $S_{12}^*$  el parámetro  $S_{12}$  complejo conjugado y  $S_{24}^*$  el parámetro  $S_{24}$  complejo conjugado.

Si tomamos los planos de referencia de forma que se cumpla:

$$S_{12} = S_{34} = \alpha$$

$$S_{13} = \beta e^{\Theta}$$

$$S_{24} = \beta e^{\phi}$$

donde:

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1$$

sustituyendo en (3.9) obtenemos:

$$\Theta + \phi = \Pi \pm 2n\Pi \quad (3.10)$$

Existen multitud de soluciones con respecto a (3.10) pero para  $\Theta = \phi = \pm \frac{\Pi}{2}$  obtenemos un acoplador simétrico de 90 grados.

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Y para  $\Theta = \phi = \pi$  obtenemos un acoplador antisimétrico de 180 grados.

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Ambos suelen ser la solución más utilizada en diversas aplicaciones.

Para visualizar la definición de acoplo directivo, en la siguiente figura se observa que para el caso de acoplo directivo ideal, la potencia entregada en el puerto 1 se reparte en los puertos 2 y 3, quedando el puerto 4 aislado.

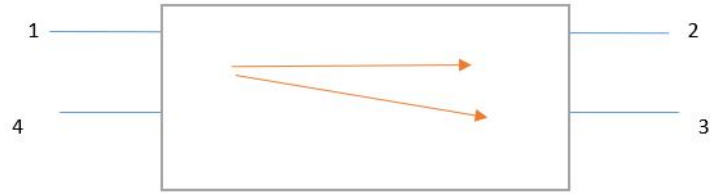


Fig. 3.22. Acoplo directivo

Todo lo explicado anteriormente está desarrollado de forma más específica en [6].

### 3.2.2. Acopladores híbridos

Los acopladores híbridos son un caso particular de acoplos directivos donde el factor de acoplamiento es de 3 dB, para ello  $\alpha = \beta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , lo que significa que la potencia que entra por el puerto 1 se divide de igual forma por los puertos 2 y 3, por tanto, funciona como divisor de potencia. Por esta razón, son conocidos como acopladores de 3 dB por su reparto a la mitad. En la siguiente figura se observa la división de potencia obtenida por el acoplador Riblet que se describirá en las siguientes secciones. [6]

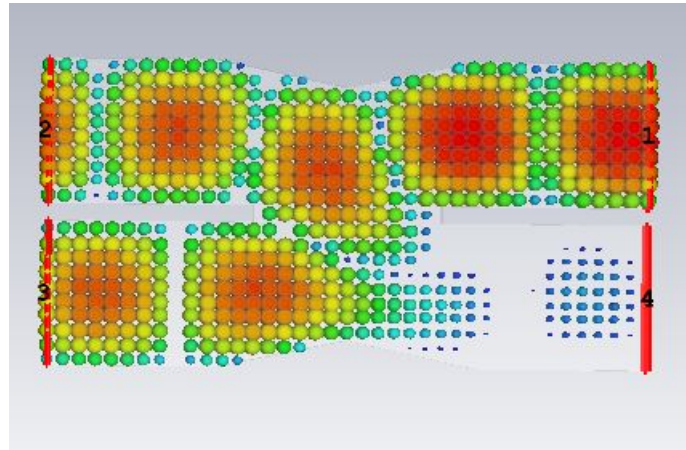


Fig. 3.23. Captura de la simulación de la división de potencia del acoplador Riblet

Sustituyendo en (3.11) y en (3.12) obtenemos el híbrido simétrico de 90 grados:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Y el híbrido no simétrico de 180 grados:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

El híbrido que se diseña en este trabajo es el Riblet de ranura que se detallará a continuación.

### 3.2.3. Acoplador Riblet

El acoplador de ranura corta o más conocido como *Riblet short-slot*, es un acoplador de 3 dB diseñado a partir de 2 guías rectangulares separadas y unidas por la región de acoplo, que consiste en la eliminación de una parte de las paredes internas de las guías, y su principio de funcionamiento de basa en dicha zona común entre las guías. Las guías usadas son las mismas que para la antena ranurada para después proceder a su unión (guía de ondas WR34 ( $a=8.636$ ,  $b=4.318$ )). Su diseño se puede realizar en el plano E o en el plano H, en este trabajo se diseña en el plano H, con el corte de las paredes laterales en forma de ‘V’ debido a que nos permite realizar la fabricación de forma más sencilla con respecto a otros tipos de acopladores *Riblet short-slot*. [15], [19]

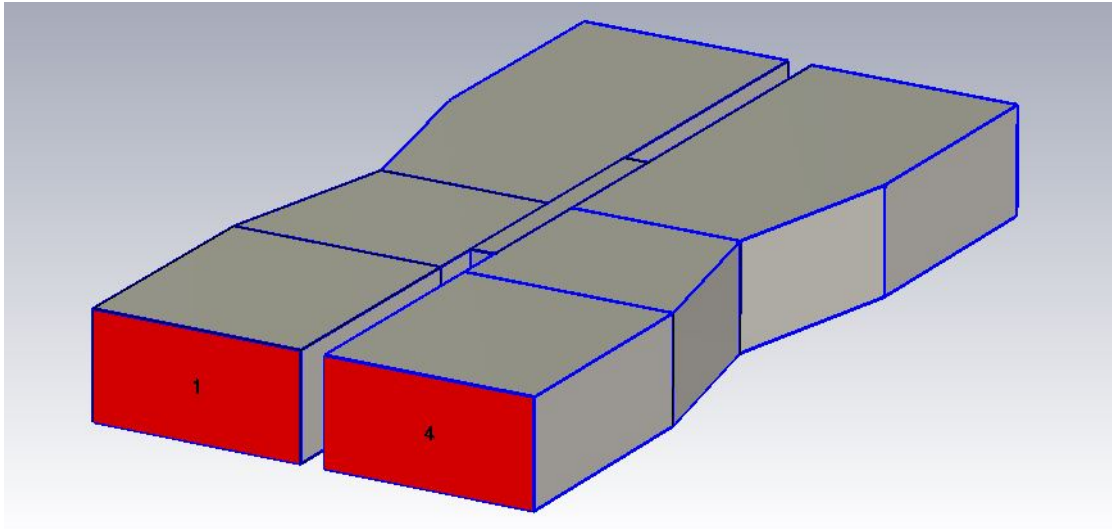


Fig. 3.24. Acoplador Riblet

Para poder calcular sus dimensiones, se ha de partir del reparto de energía en el acoplador. El modo  $TE_{1,0}$  generado en el puerto 1, se puede considerar como la suma de los pares de señales del modo par y el modo impar en el puerto 1 y 4. Gracias a la simetría del acoplador, estas señales producen una onda  $TE_{1,0}$  en la región de acoplamiento, dividiéndose en dos en los puertos 2 y 3. Como el ancho del acoplador es aproximadamente

2a,  $\lambda_c = 4a$  para el modo par, obteniendo una longitud de onda de guía:

$$\lambda_{even} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\frac{\lambda_0}{4a})^2}} \quad (3.15)$$

Las señales del modo impar generan un modo  $TE_{2,0}$  en la región de acoplamiento debido a que las señales de entrada se encuentran desfasadas  $180^\circ$ . Para este modo  $\lambda_c = a$ , por tanto:

$$\lambda_{odd} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\frac{\lambda_0}{2a})^2}} \quad (3.16)$$

La diferencia de fase entre el modo par y el modo impar viene dada por:

$$\Delta\Theta = \beta_{even}l - \beta_{odd}l = 2\Pi(\frac{l}{\lambda_{even}} - \frac{l}{\lambda_{odd}}) \quad (3.17)$$

Siendo  $\beta_{even}$  y  $\beta_{odd}$  las constantes de fase del modo par e impar y  $l$  la distancia que se puede observar en la siguiente figura.

$$L = 15,6 \text{ mm}$$

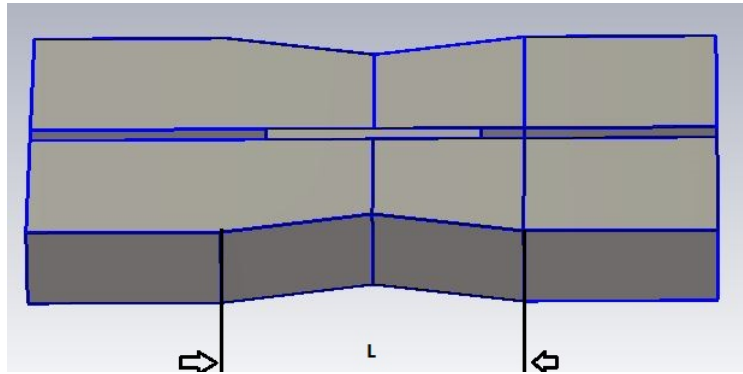


Fig. 3.25. Longitud L del diseño del Riblet

Se quiere diseñar un acoplador que actúe como divisor de potencia, con  $\Delta\Theta = \frac{\Pi}{2}$ , para provocar que las señales de salida se encuentren desfasadas  $90^\circ$ . Este diseño provoca unas señales de salida:

$$b_3 = b_4 = \frac{a_1}{\sqrt{2}}$$

donde  $a_1$  corresponde a la señal de entrada. [14]

Para el resto de parámetros hay que tener en cuenta que es necesario 3 dB en la sección de acoplo para su correcto funcionamiento. Para ello, la longitud de acoplamiento debe de ser menor que media longitud de onda de modo  $TE_{2,0}$  y mayor que media longitud de onda del modo  $TE_{1,0}$  porque el ancho de banda de interés se encuentra en ese rango. [19]

Los parámetros  $c$  y  $d$  definidos en la fig. 3.26 siguen las características del acoplador definidas anteriormente. Mediante el simulador *Cst Microwave Studio* conseguimos optimizar dichos valores para conseguir el comportamiento adecuado del acoplador.

Los valores de dichos parámetros son:

- $d = 15 \text{ mm}$ .
- $c = 11,70 \text{ mm}$ .

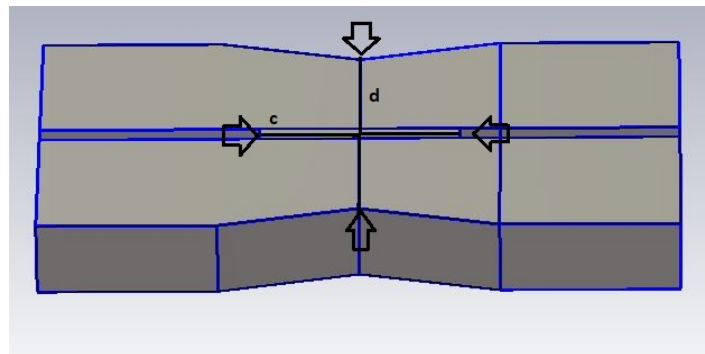


Fig. 3.26. Dimensiones de la zona de acoplo

El resto de dimensiones del acoplador han sido elegidas según los resultados que iba proporcionando el simulador. Cabe destacar que el acoplador presenta una simetría con respecto al plano central por tanto solo se representan en la siguiente figura los valores óptimos obtenidos de una de las partes simétricas:

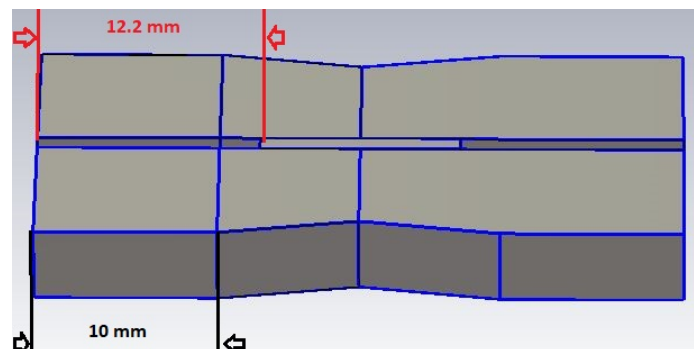


Fig. 3.27. Resto de dimensiones del acoplador Riblet

### 3.2.4. Simulaciones

Para comprobar la eficiencia del acoplador a partir de los parámetros calculados en la sección anterior, el primer resultado a comprobar son **parámetros S o parámetros de dispersión**. Es importante destacar que la energía es insertada por el puerto 1 creando un acoplo directivo siendo los puertos 3 y 4 los salientes y el puerto 2, el aislado, siendo la distribución de los puertos la siguiente:

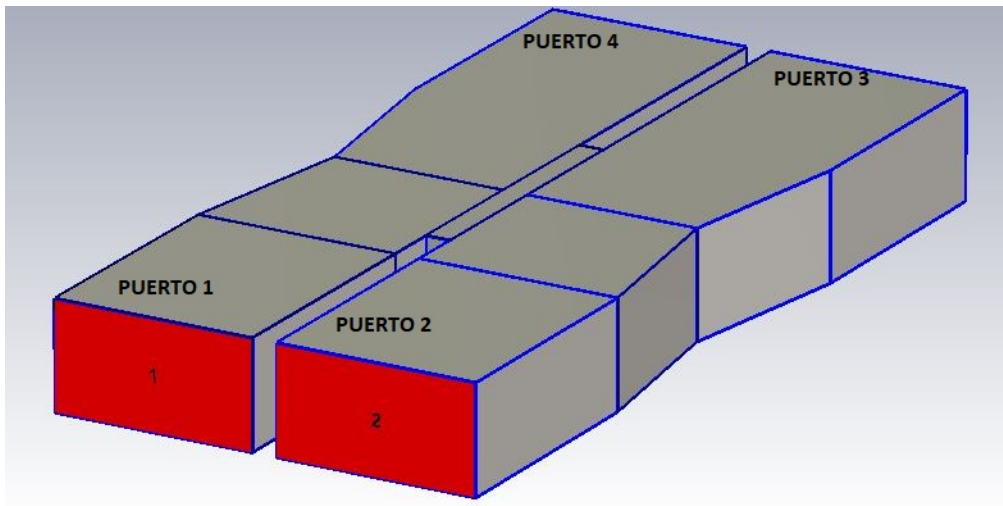


Fig. 3.28. Distribución de puertos del acoplador

El objetivo del acoplador es que la energía que es insertada por el puerto 1 no se refleje y se reparta de la misma manera por los puertos 2 y 3. Por tanto, el primer parámetro S que debemos mirar es el  $S_{11}$  o en este caso **coeficiente de reflexión**.

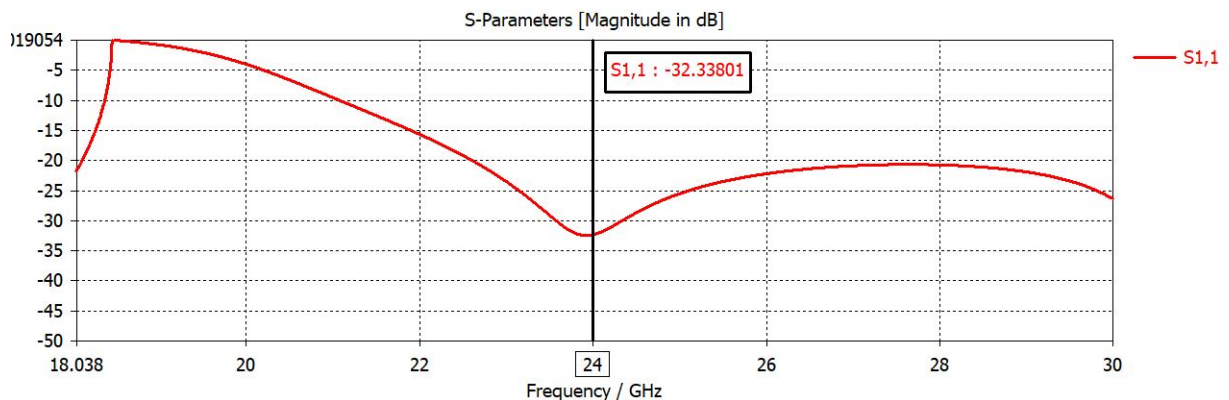


Fig. 3.29. Parámetro  $S_{11}$

Como se puede ver en la fig. 3.29 a la frecuencia de trabajo dicho parámetro está bien adaptado ya que su valor es menor que -10 dB, siendo aproximadamente la frecuencia que mejor resultado produce.

Otro parámetro que debe de estar desacoplado para producir que el puerto 2 este aislado es el  $S_{21}$ , que representa la energía saliente en el puerto 2, entrando por 1.



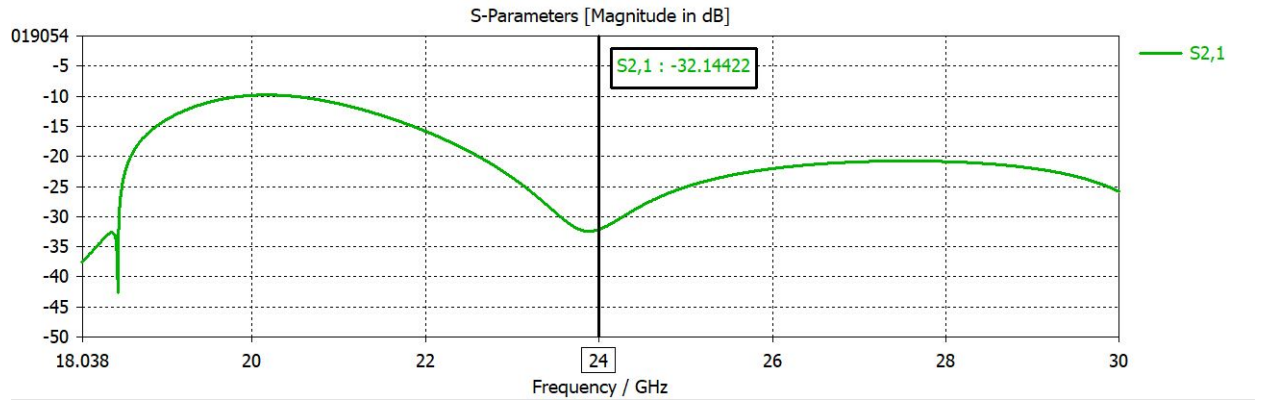


Fig. 3.30. Parámetro  $S_{21}$

A partir de la fig. 3.30 también se puede comprobar que tiene un nivel de adaptación correcto, siendo la frecuencia de trabajo uno de los mejores resultados, afirmando que el puerto 2 se encuentra desacoplado con respecto al puerto 1.

Los parámetros  $S_{31}$  y  $S_{41}$  deben proporcionar amplitudes uniformes y una diferencia de fase de  $90^\circ$ . En las siguientes dos figuras se puede comprobar que cumplen las especificaciones de diseño.

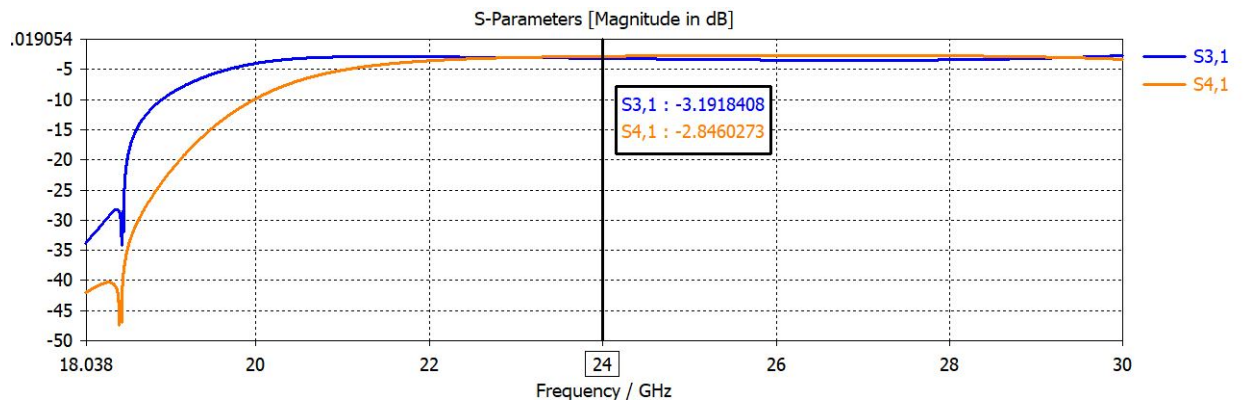


Fig. 3.31. Parámetro  $S_{31}$  y  $S_{41}$

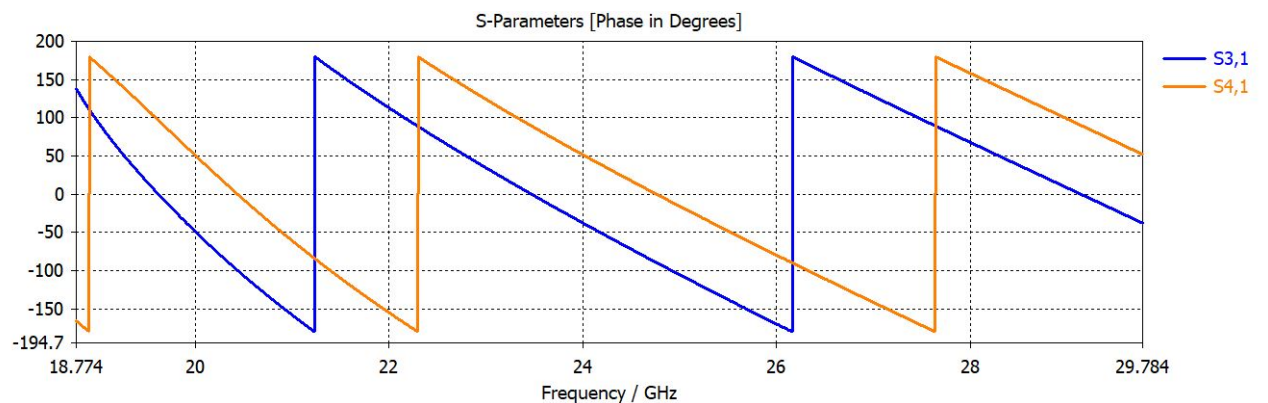


Fig. 3.32. Fase  $S_{31}$  y  $S_{41}$

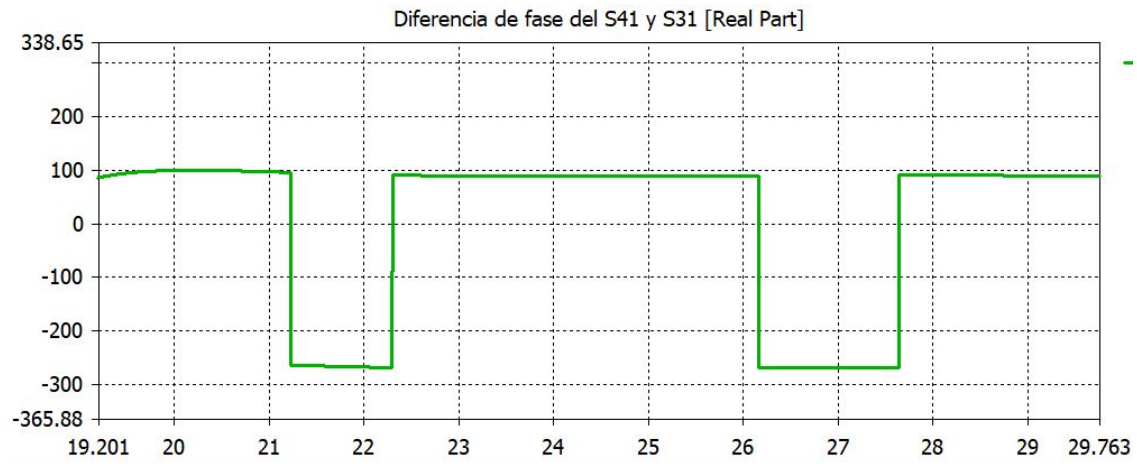


Fig. 3.33. Diferencia de fase  $S_{31}$  y  $S_{41}$

La fig. 3.33 representa la **diferencia de fase** entre el parámetro  $S_{31}$  y el parámetro  $S_{41}$  en grados. Haciendo zoom en dicha figura comprobamos que la diferencia de fase de ambos parámetros es prácticamente  $90^\circ$  (fig. 3.34).

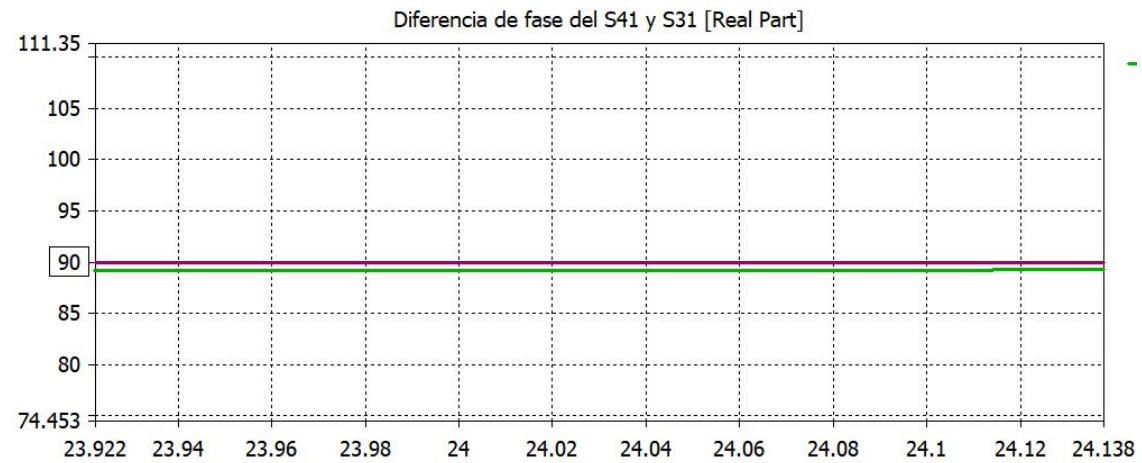


Fig. 3.34. Zoom en  $90^\circ$

Para comprobar que se produce un correcto reparto de energía en el acoplador, se realiza una simulación de la misma, la cual permite obtener una reproducción animada del campo. Haciendo una captura a dicha reproducción se puede comprobar que el reparto de energía es correcto ya que se produce el desfase en ella, se divide en ambos puertos y el puerto 2 queda aislado. Dicha captura representa el campo E del acoplador en dB.

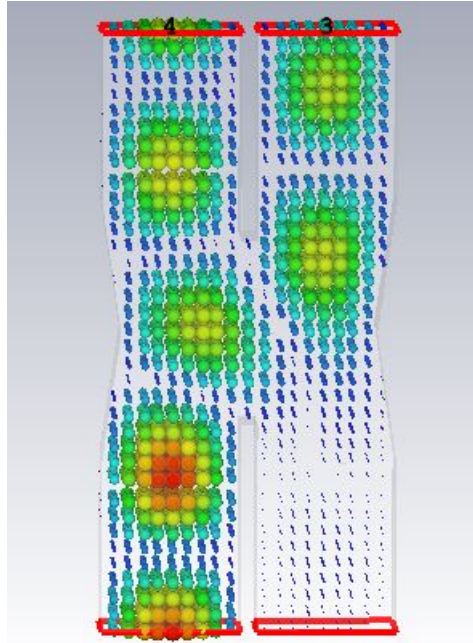


Fig. 3.35. Reparto de energía puerto 1

Comprobando los mismos resultados para el **puerto 2** se observa que prácticamente tiene el mismo comportamiento que el puerto 1 obteniendo unos resultados muy parecidos representados en las siguientes figuras.

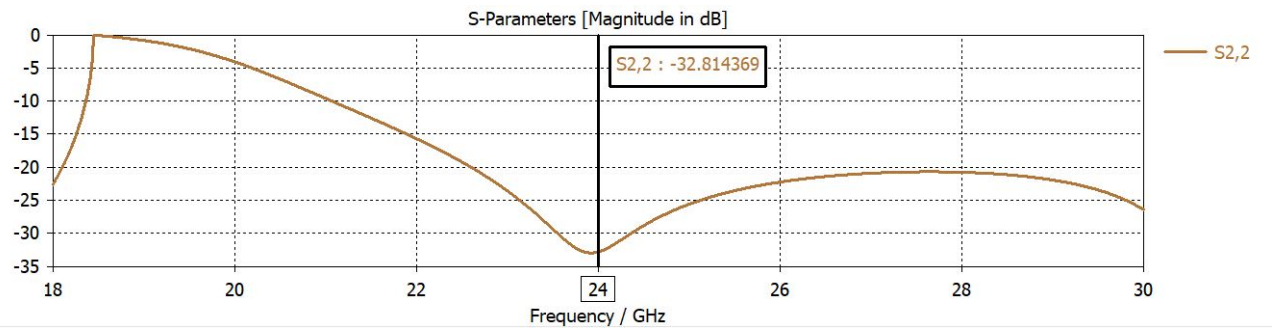


Fig. 3.36. Parámetro  $S_{22}$

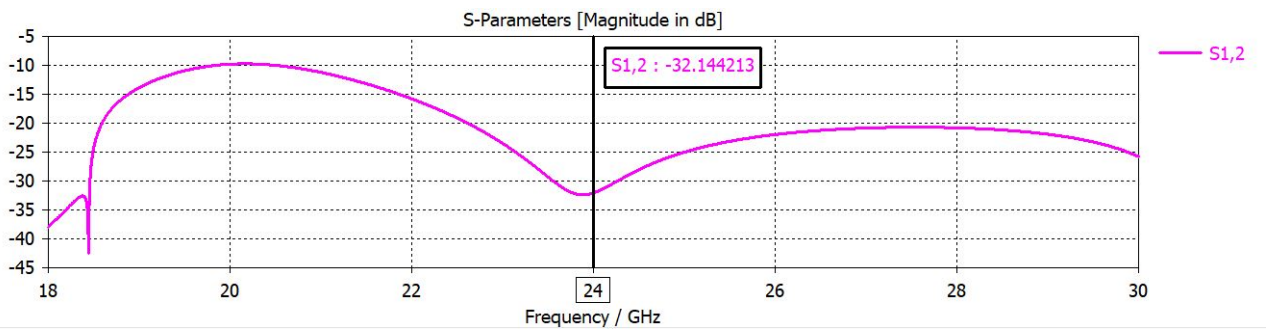


Fig. 3.37. Parámetro  $S_{12}$

Se observa en fig. 3.36 que el parámetro de reflexión del puerto 2 se puede considerar adaptado con un valor menor a -10 dB.

De fig. 3.37 obtenemos un valor de  $S_{12}$  de -32.14 dB pudiendo considerar el puerto 1 desacoplado del puerto 2, lo que significa que al insertar energía por el puerto 2 no se transmite nada al puerto 1.

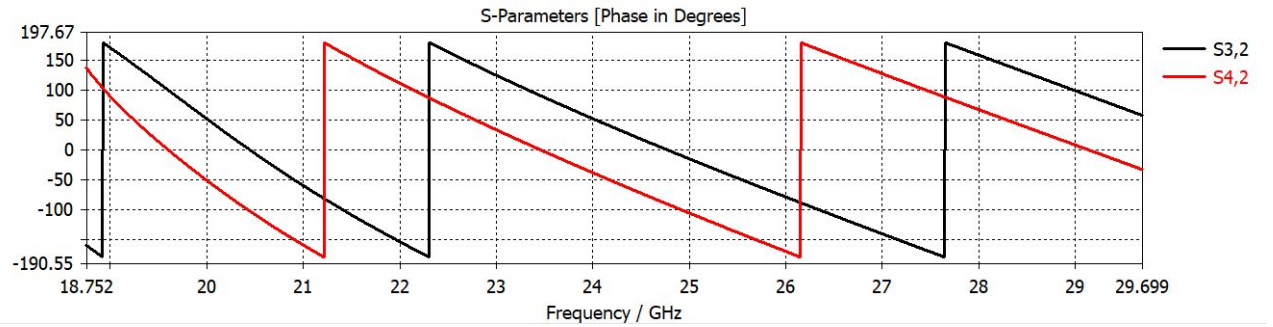


Fig. 3.38. Parámetro  $S_{32}$  y  $S_{42}$

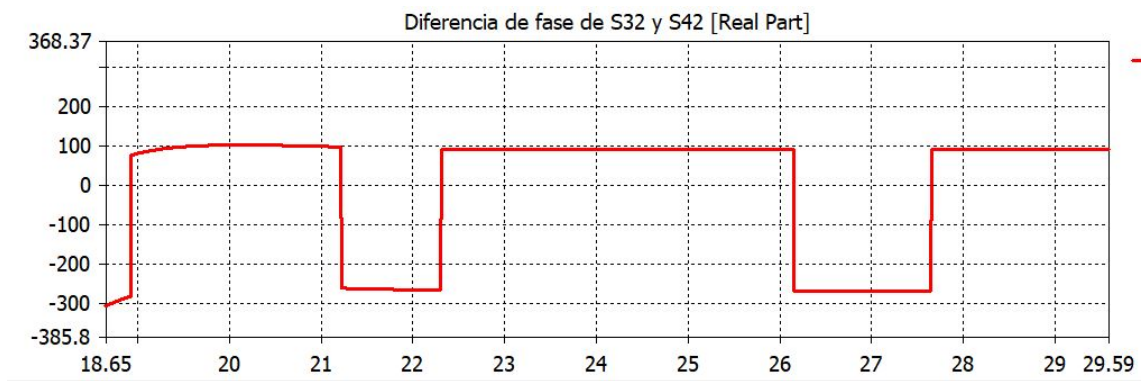


Fig. 3.39. Diferencia de fase  $S_{32}$  y  $S_{42}$

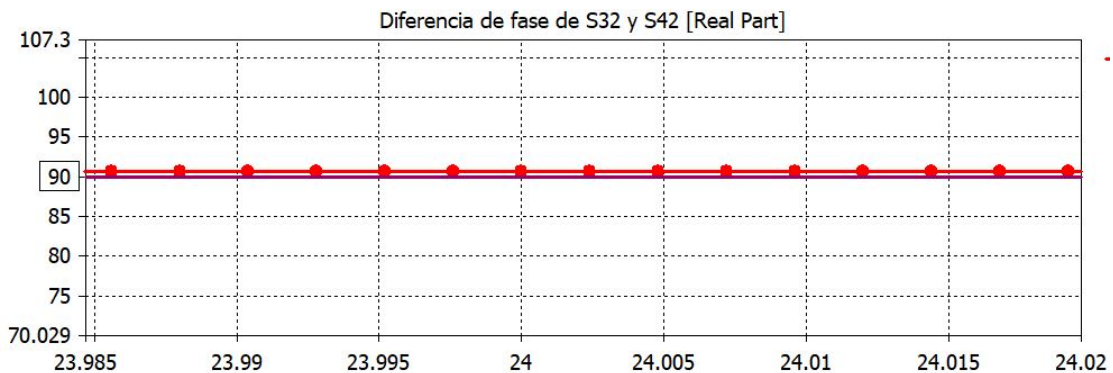


Fig. 3.40. Zoom en  $90^\circ$

En cuanto a la diferencia de fase en los puertos de salida se puede afirmar a partir de los resultados anteriores que presenta un valor aproximadamente de  $90^\circ$  según lo esperado.

Al igual que se comprueba el reparto de energía en el puerto 1 mediante el campo E en dB del acoplador, se hace en el puerto 2.

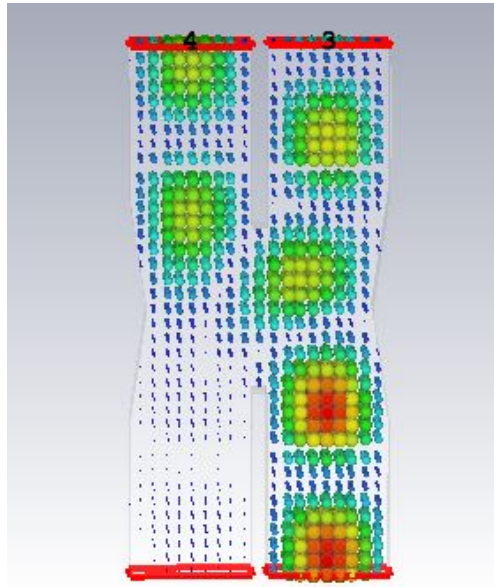


Fig. 3.41. Reparto de energía puerto 2

### 3.2.5. Conclusiones

El acoplador Riblet presenta unas ventajas notables en el trabajo debido a que los valores se ajustan adecuadamente a las especificaciones. El acoplador será unido al desfasador que se describirá a continuación para proceder a crear el sistema monopulso. Se muestran en la sección anterior los resultados procedentes del puerto 1 y 2 porque serán los puertos utilizados para comprobar el funcionamiento del mismo. La utilización de la misma guía de ondas que la antena ranurada nos permitirá juntar todas las partes del trabajo de manera que la energía que se pueda perder en las uniones sea mínima.

Según lo descrito en las secciones anteriores se puede destacar:

- Correcto coeficiente de reflexión en los puertos de alimentación del acoplador.  $S_{11} = -32,33$  dB,  $S_{22} = -32,81$  dB.
- Se puede considerar que no se transmite del puerto 1 al 2 y del 2 al 1, considerándolos desacoplados.  $S_{21} = -32,14$  dB,  $S_{12} = -32,14$  dB.
- Reparto de energía a la mitad en los puertos salientes.
- Desfase de  $90^\circ$  en las señales de salida.
- Amplitud adecuada para las señales de salida.

### 3.3. Desfasadores

Los desfasadores son de gran importancia en las aplicaciones de los sistemas de comunicaciones. Una de las aplicaciones más utilizadas es la descrita en este trabajo, ya que un divisor de potencia unido a un desfasador sirven para alimentar a una antena [26]. El objetivo del diseño del acoplador Riblet junto con un desfasador, que proporcione una diferencia de fase de  $90^\circ$  con respecto a una guía rectangular rellena de aire de la misma longitud y tamaño, será además de proporcionar la alimentación a la antena ranurada, crear un sistema monopulso que se detallará en las siguientes partes del trabajo, de vital importancia para aplicaciones radar entre las más importantes. [15]

Un desfasador es un dispositivo que proporciona un desfase a una señal sin alterar el trayecto físico de la misma. Existen varios tipos de desfasadores, los cuales pueden generar un desfase constante o variable. Un desfasador ideal, tiene unas bajas pérdidas de inserción, y es capaz de variar la fase sin modificar la amplitud de la señal.

La diferencia de fase que proporcionan se puede caracterizar mediante: el desfase de inserción y el desfase diferencial. El desfase de inserción es el que hay entre la señal de salida y la señal de entrada. Mientras que el desfase diferencial se produce cuando se proporciona una diferencia de fase entre dos caminos distintos. Uno de ellos es considerado como la fase de referencia, de manera que con respecto al otro camino se producirá una diferencia de fase, siendo ésta el desfase que se consigue.

Este último tipo de desfasadores tiene la desventaja que para cambiar la fase de un camino a otro, es necesario cambiar la longitud eléctrica de la guía ( $\frac{2\pi l}{\lambda_{guia}}$  siendo  $l$  la longitud de la guía y  $\lambda_{guia}$  la longitud de onda de la guía). Pero para longitudes de onda de  $\frac{\lambda}{2}$  o  $\frac{\lambda}{4}$  el desfasador proporciona bandas de frecuencia muy estrechas.

Una posible solución es cambiar la constante de propagación cargando la línea.

$$\Delta\phi = \beta_1 - \beta_2 \quad (3.18)$$

Donde  $\beta_1$  es la constante de propagación de la línea vacía y  $\beta_2$  es la constante de propagación de la línea cargada. [25]

### 3.3.1. Desfasadores Recíprocos

La mayor parte de los desfasadores son recíprocos [25], es decir, son capaces de trabajar de manera eficaz con las señales dentro de la guía en las dos posibles direcciones. Unos de los más fáciles de diseñar, es un tramo de línea. Por ejemplo un tramo de línea de  $\frac{\lambda}{2}$  sin pérdidas, desfasa la señal de entrada con respecto a la de salida  $\beta_l$ , es decir,  $\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2}$ ,  $\pi$  o lo que es lo mismo  $180^\circ$ .

$$[s] = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

### 3.3.2. Desfasadores variables

Son caracterizados por variar la posición de la lámina de dieléctrico que se encuentra en el interior de la guía. El cambio de la longitud de onda en la zona donde se encuentra la lámina provoca los desfases a la salida.

Otro tipo de desfasadores variables son los basados en ferritas. Estas provocan una variación en la permeabilidad con el campo magnético de polarización, creando un control en el retardo de fase a través de un componente que contenga este material. [24]

Los que utilizan toroides o la combinación de varios también son utilizados como desfasadores variables. [6]

### 3.3.3. Desfasador de lámina giratoria

Es uno de los más utilizados en guía de ondas circular. Para entender su funcionamiento es importante saber el significado de lo que se suele llamar ‘sección a  $\frac{\lambda}{4}$ ’. A altas frecuencias este dispositivo es equivalente a una lamina  $\frac{\lambda}{4}$  en óptica, debido a que la polarización lineal cambia a una polarización circular. Una guía circular propaga el modo  $TE_{1,1}$  con una orientación que puede ser elegida mediante la correcta elección de la geometría de la sonda que excita a la guía. En el plano diametral si se produce una discontinuidad se observaran dos orientaciones, de manera que el retardo de una orientación será distinto al retardo de la otra orientación. [6]

Tanto los desfasadores variables como los desfasadores de lámina giratoria son muy utilizados, pero presentan altos costes además del difícil diseño. Por esta razón para este trabajo utilizaremos los defasadores en guía rectangular descritos a continuación.



### 3.3.4. Desfasadores en guía rectangular

Existen varias formas de crear un desfasador en una guía de ondas rectangular. Se puede crear mediante la introducción de una lámina de dieléctrico, modificando el ancho de la guía o mediante ambos métodos [15], [26]. Con el divisor de potencia *Riblet short-slot* descrito en la sección anterior, unido a un desfasador en guía de onda rectangular se utilizará para crear el sistema monopulso. A continuación, se presentarán tres tipos de desfasadores en guía de onda rectangular, y se procederá a la elección del más apropiado según los resultados obtenidos. Para elegir dichos desfasadores es necesario que produzcan un desfase de  $90^\circ$  con respecto a una guía de ondas rectangular rellena de aire y del mismo tamaño como se mostrará a continuación.

#### Desfasador de doble lámina de dieléctrico (Double Dielectric-Slab-Filled Waveguide Phase Shifter)

La introducción de laminas de dieléctrico en guías rectangulares es una técnica muy utilizada para crear desfasadores. El desfasador que se describe en esta sección utiliza doble placa dieléctrica con dieléctrico fijo.

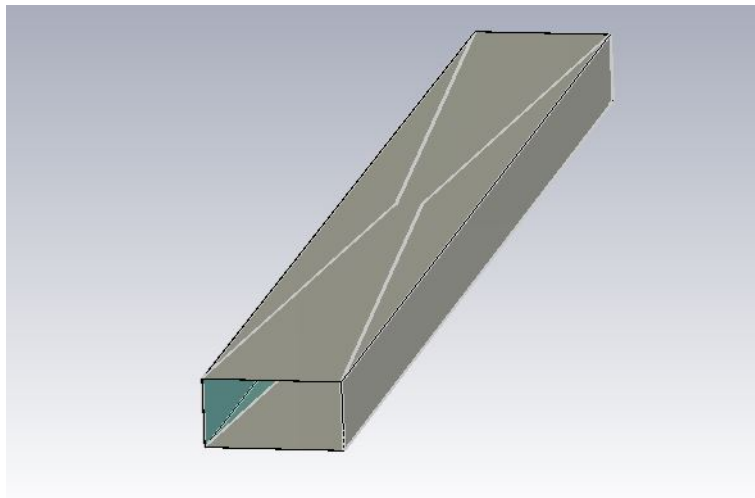


Fig. 3.42. Desfasador de doble lámina de dieléctrico

Para conseguir que este desfasador provoque un desfase de  $90^\circ$  con respecto a una guía de onda con la misma sección transversal y misma longitud hay que elegir unas dimensiones determinadas. Además, para que suministre correctamente la energía a la antena, es importante tener en cuenta la Relación de Onda Estacionaria (ROE), debido a que la ROE es función del coeficiente de reflexión y describe la potencia reflejada. Para dichas condiciones, se elige la posición de la lámina de dieléctrico de manera que proporcione un valor de ROE bajo. Se colocaran en las regiones donde el campo del modo  $TE_{1,0}$  tiene una intensidad baja. Las secciones serán posicionadas tal y como se puede observar en la siguiente figura considerándolas lineales para facilitar la fabricación. [26]



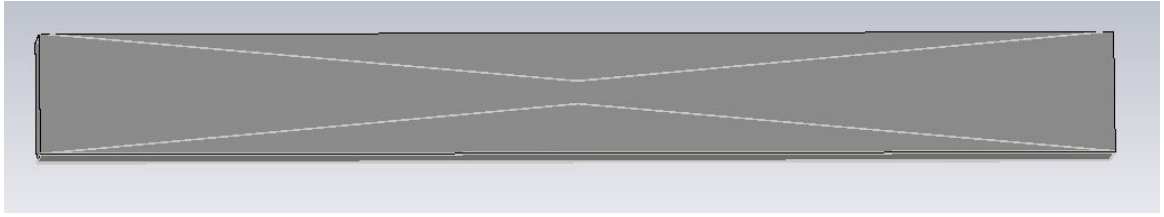


Fig. 3.43. Colocación láminas de dieléctrico

Para comprobar los resultados obtenidos a partir de dicho desfasador se procede a simularlo, comparándolo con una guía de ondas del mismo tamaño transversal y longitud.

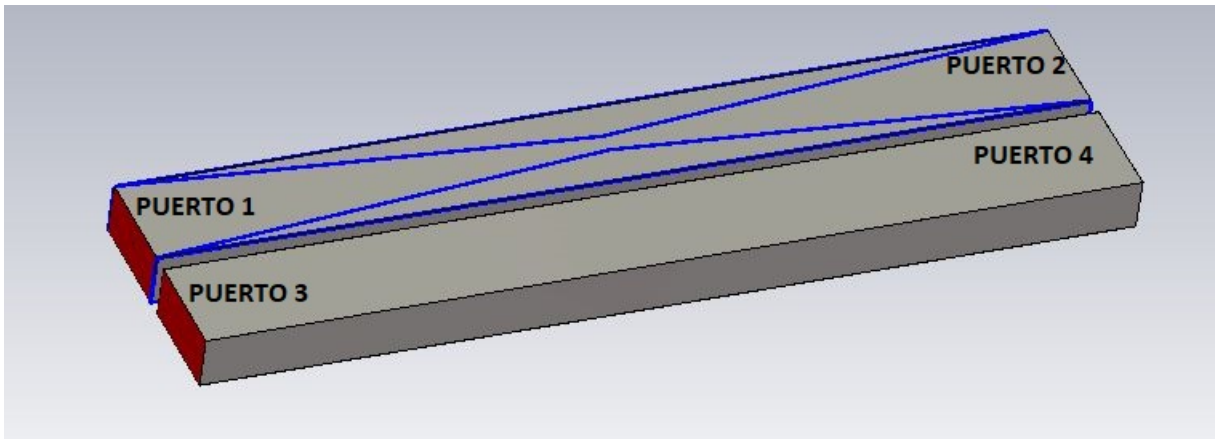


Fig. 3.44. Simulación del desfasador de doble lámina de dieléctrico

El dieléctrico utilizado [26] es Rexolite  $\epsilon_r = 2,54$ , dando un **coeficiente de reflexión** en el puerto de alimentación:

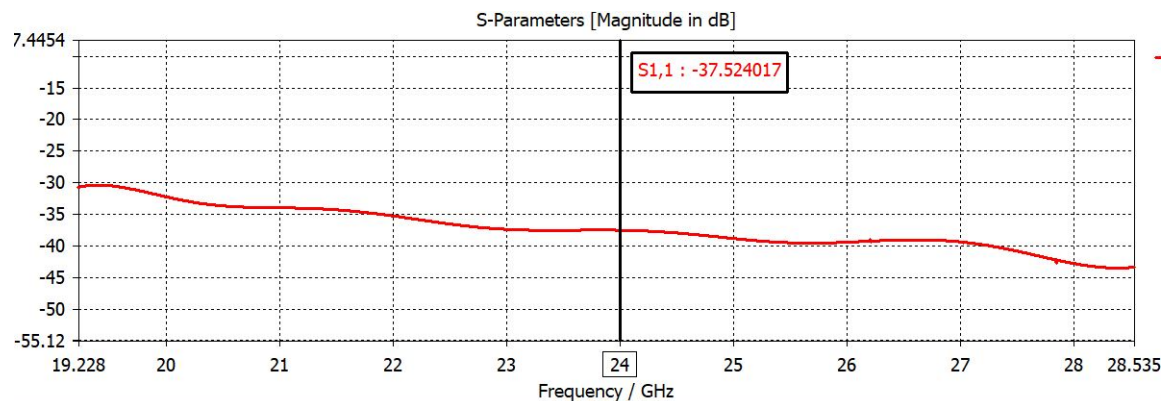


Fig. 3.45. Parámetro  $S_{11}$  desfasador de doble lámina de dieléctrico

El desfasador no refleja la energía como se puede comprobar en la fig. 3.45, con un valor de -37.52 dB. El siguiente parámetro a comprobar es el  $S_{21}$  que mide la energía saliente del desfasador:

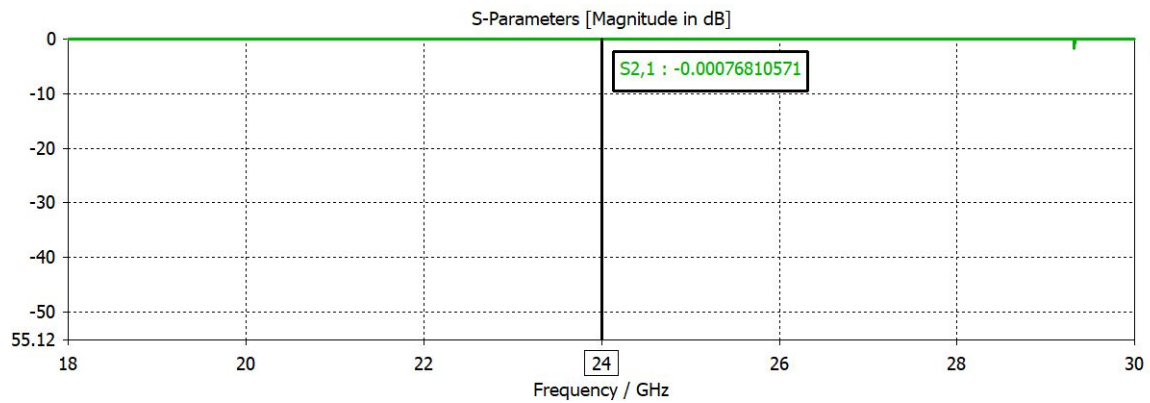


Fig. 3.46. Parámetro  $S_{21}$  desfasador de doble lámina de dieléctrico

De este valor (fig. 3.46), se comprueba que el desfasador permite pasar la energía con un valor muy cercano a 0 dB para la frecuencia de trabajo. Lo que significa que la señal de entrada, es la misma que la de salida.

El siguiente resultado a calificar es el **desfase** que produce el desfasador de doble tira de dieléctrico con respecto a una guía del mismo tamaño como se indica en fig. 3.44.

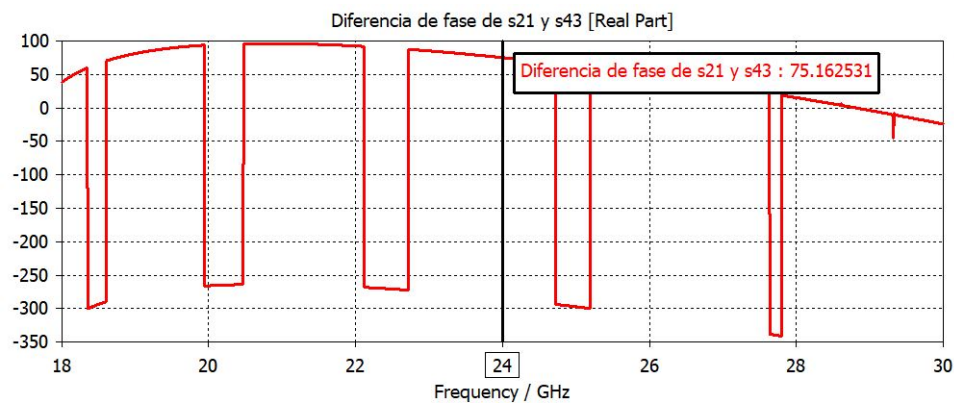


Fig. 3.47. Desfase con respecto a una guía de ondas rectangular a 24 GHz

Se observa en fig. 3.47, que a 24 GHz, el desfasador descrito no proporciona un desfase de  $90^\circ$ . Detallando los resultados encontramos que a una frecuencia cercana consigue un valor aproximado al esperado como se puede ver en la siguiente figura y como resultado en [26]. Además, consigue desfasar  $90^\circ$  para frecuencias inferiores durante un ancho de banda estrecho.

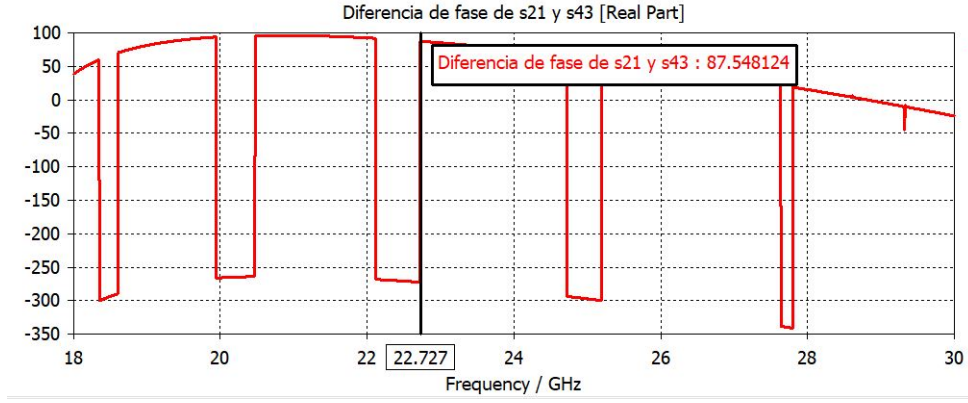


Fig. 3.48. Desfase con respecto a una guía de ondas rectangular a 22 GHz

A partir de estas simulaciones y acorde a los parámetros de diseño utilizados en [26] se puede concluir que para el tipo de guía utilizado en este trabajo y las simulaciones obtenidas funciona correctamente para la frecuencia indicada, pero para la frecuencia de trabajo de 24 GHz no es válido, puesto que el error es 15° aproximadamente.

### Desfasador modificando las dimensiones de la guía

Como su nombre indica, al modificar las dimensiones la guía de ondas rectangular se consigue provocar un desfase debido a que irá cambiando la anchura de la guía según se desplace la señal por el mismo. Al cambiar la anchura de la guía, cambia la frecuencia de corte del modo y por tanto la constante de propagación  $\beta$ . Dado que el desfasador irá unido al acoplador Riblet descrito en el capítulo anterior y este solo deja pasar el modo  $TE_{1,0}$ , solo se mostrará a continuación la frecuencia de corte de dicho modo.

$$fc_{TE_{1,0}} = \frac{c}{2a} \quad (3.20)$$

$$\beta = \frac{2\pi \sqrt{1 - \left(\frac{fc}{f}\right)^2} \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \quad (3.21)$$

Se puede comprobar a partir de las ecuaciones (3.20) y (3.21), que al cambiar el ancho de la guía  $a$ , cambia la frecuencia de corte que a su vez hace cambiar la constante de propagación  $\beta$ .

El desfasador utilizado en las simulaciones ha sido creado a partir de las numerosas pruebas realizadas. Se ha procedido a modificar las paredes laterales de la guía haciendo un poco más estrecho el desfasador en la mitad de la misma consiguiendo modificar el ancho a lo largo de su longitud.

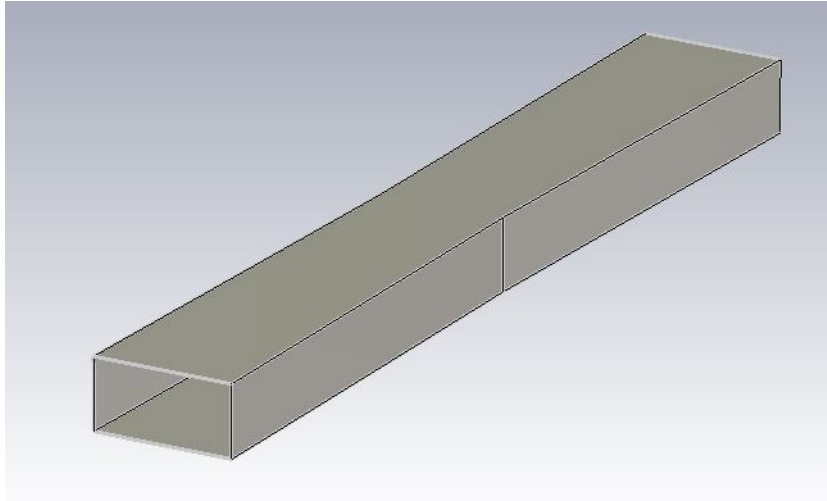


Fig. 3.49. Desfasador de eliminación de paredes

Las dimensiones utilizadas para las siguientes simulaciones del desfasador son las siguientes:

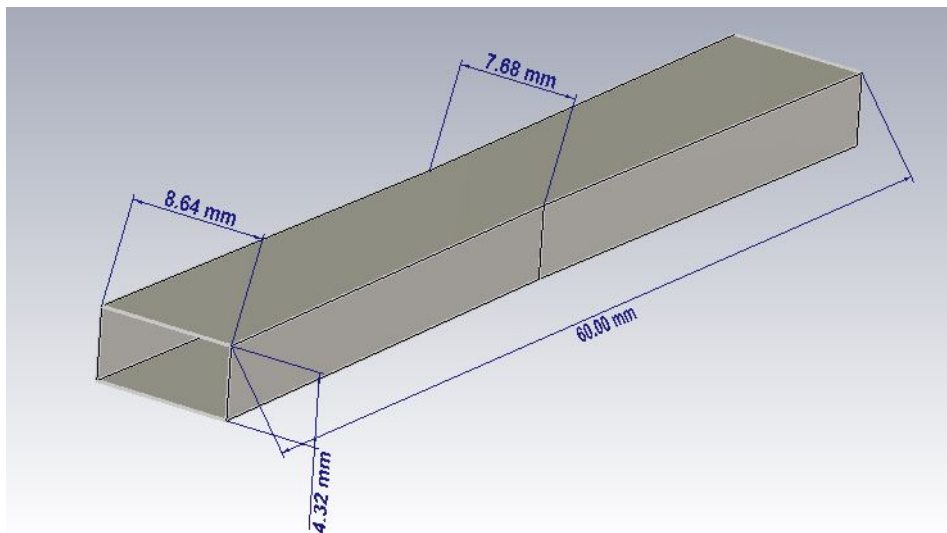


Fig. 3.50. Dimensiones del desfasador

Al igual que para el desfasador de doble lámina de dieléctrico para comprobar los resultados se introduce una guía rectangular tal y como se puede observar en la siguiente figura.

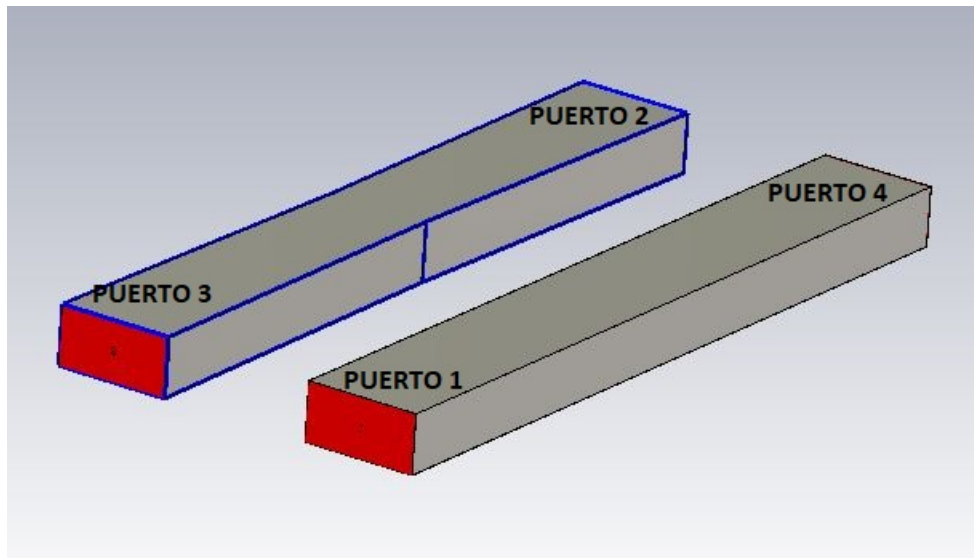


Fig. 3.51. Simulación del desfasador

Los **primeros resultados** a comprobar son  $S_{33}$  y  $S_{23}$  que representan el coeficiente de reflexión a la entrada del desfasador y la energía que sale tras haber pasado por este.

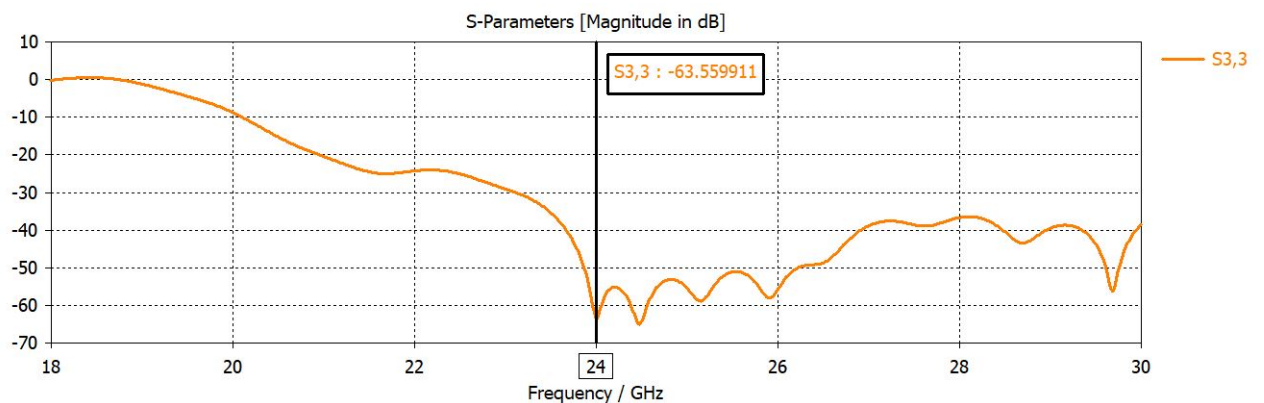


Fig. 3.52. Parámetro  $S_{33}$  del desfasador modificando las dimensiones de la guía

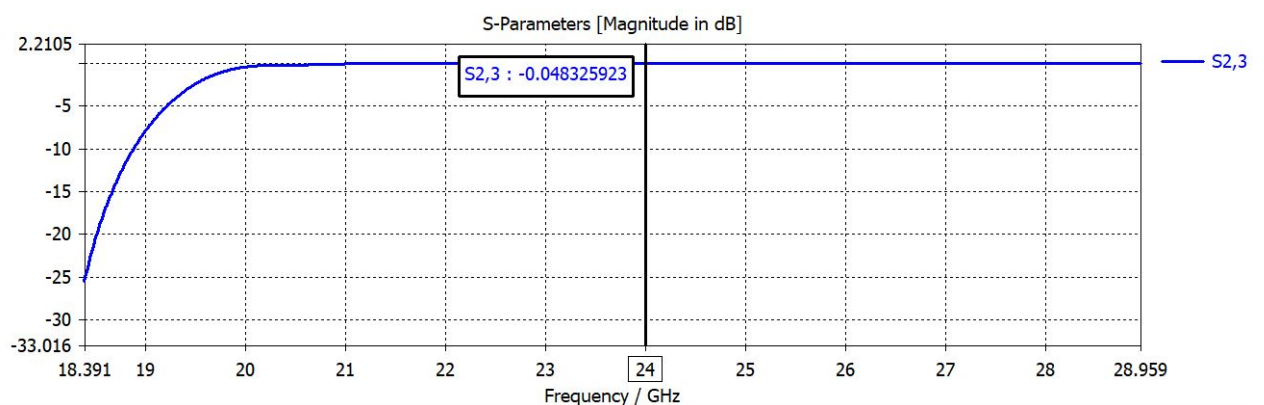


Fig. 3.53. Parámetro  $S_{23}$  del desfasador modificando las dimensiones de la guía

Se comprueba en fig. 3.52 que el desfasador está completamente adaptado ya que el valor  $-63,6dB < -10dB$ , siendo  $-10\text{ dB}$  el límite que se establece para considerar que el parámetro de reflexión este adaptado. Mediante fig. 3.53 se afirma que el desfasador funciona correctamente con un valor muy cercano a  $0\text{ dB}$  para la frecuencia de trabajo.

El siguiente resultado muy importante para determinar el correcto funcionamiento es el **desfase** que se produce en las señales de salida entre el desfasador y la guía de ondas rectangular.

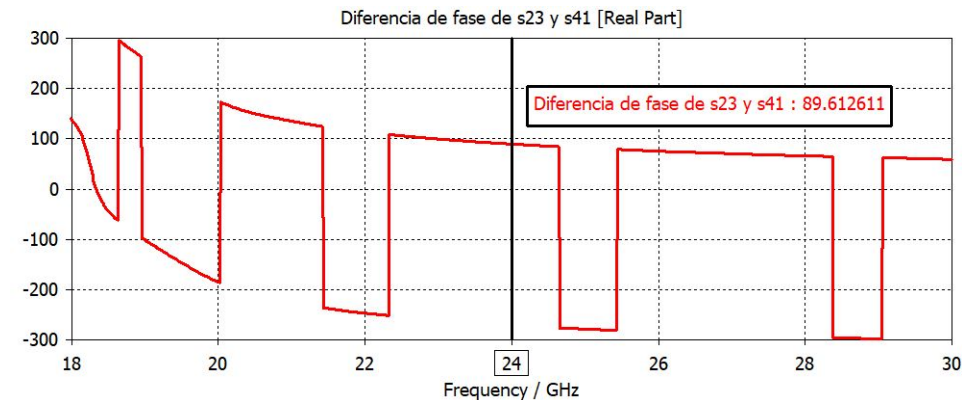


Fig. 3.54. Desfase con respecto a la guía de ondas rectangular a 24 GHz

Como se observa en la fig. 3.54, el valor a 24 GHz es de prácticamente  $90^\circ$ . Por tanto este desfasador cumpliría las especificaciones necesarias requeridas. A continuación se explicará otro tipo de desfasador y a partir de los resultados obtenidos se procederá a la elección de uno de ellos, debido a que, el de doble lámina de dieléctrico no cumple con los requisitos.

### Desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar

Este tipo de desfasador descrito en [15] combina las dos técnicas anteriores ya que introduce dieléctrico en su interior y se modifican las paredes laterales de la guía.

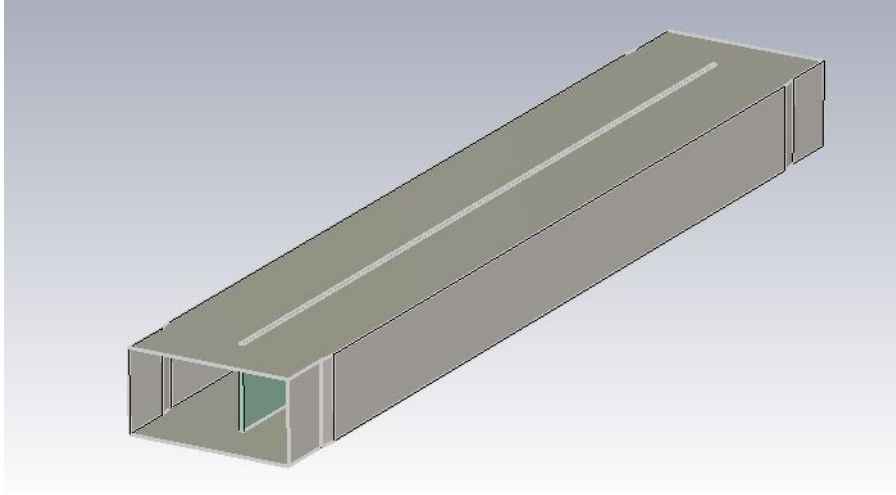


Fig. 3.55. Desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar

El retardo de fase de una guía rectangular para el modo  $TE_{1,0}$  viene dado por:

$$\beta = \frac{2\Pi}{\lambda_{guia}} \quad (3.22)$$

$$\lambda_{guia} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \quad (3.23)$$

Donde  $a$  es el ancho de la guía. Se puede observar que si se modifica la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ), cambia la longitud de onda en la guía y por tanto la fase.

Al insertar la lámina de dieléctrico en el punto donde el campo para dicho modo es máximo (fig. 3.56), provoca que la constante dieléctrica efectiva aumente y por lo tanto la longitud de onda de la guía disminuya. [15]

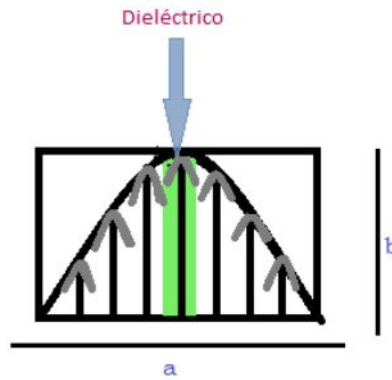


Fig. 3.56. Lámina de dieléctrico

También se aumenta el ancho de la guía, de este modo se modifica la constante de fase de la guía ayudando a conseguir el desfase deseado. [29]

Para comprobar que el desfase es el correcto, al igual que los casos anteriores hay que comprobarlo con una guía de ondas rellena de aire con la misma longitud que el desfasador.

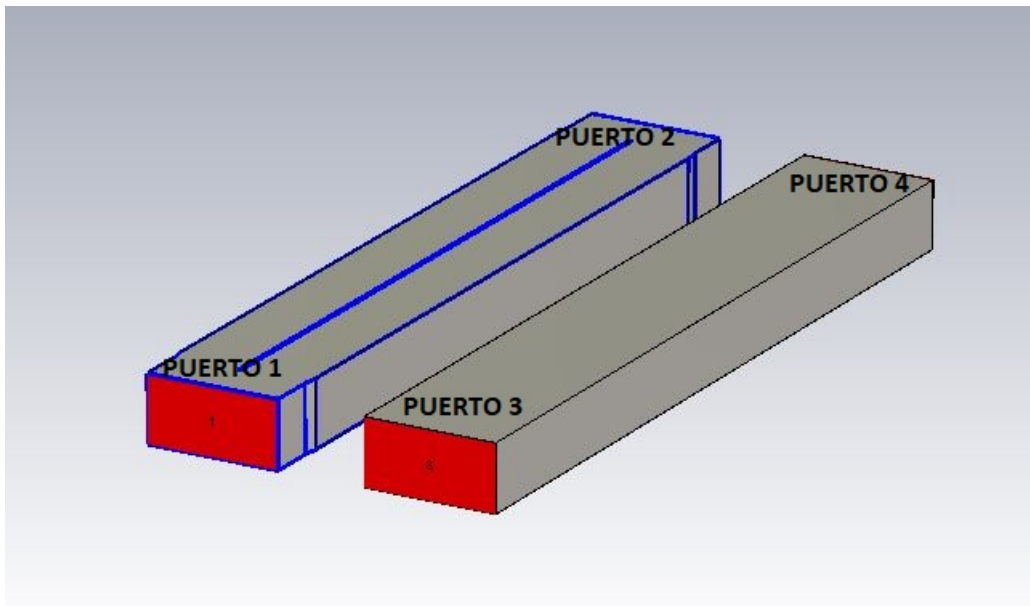


Fig. 3.57. Simulación del desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar

El desfase que provoca una guía de ondas viene dado por:

$$\Delta\phi = \beta l \quad (3.24)$$



Para calcular el desfase entre dichas guías se debe cumplir por tanto:

$$\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2 = 90^\circ \quad (3.25)$$

Como se puede observar en la ecuación (3.24) la longitud del desfasador esta relacionada con el desfase. Para calcular la longitud del mismo se parte de la siguiente aproximación:

Se considera que toda la guía está rellena del material dieléctrico insertado a través de la lámina, ya que, será colocada donde más intensidad tiene el campo para el modo  $TE_{1,0}$  (fig. 3.56).

A partir de esta información y con la ayuda del simulador *Cst Microwave Studio* conseguimos optimizar la longitud del desfasador al igual que la longitud de la lámina de dieléctrico para que proporcione la diferencia de fase necesaria.

Para el resto de dimensiones se calculan mediante prueba y error a través del simulador consiguiendo optimizar los parámetros para obtener los resultados deseados. En la siguientes figuras se muestran los valores de dichas dimensiones: [14]

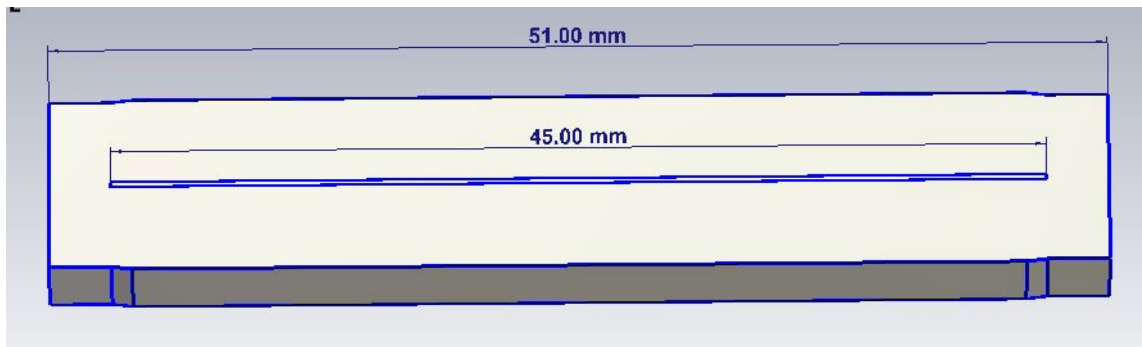


Fig. 3.58. Dimensiones del desfasador y lámina de dieléctrico

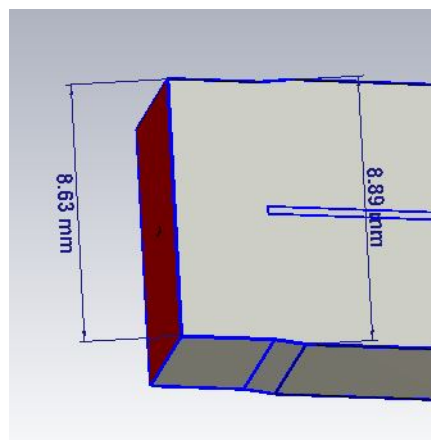


Fig. 3.59. Dimensiones del ensanchamiento de las paredes

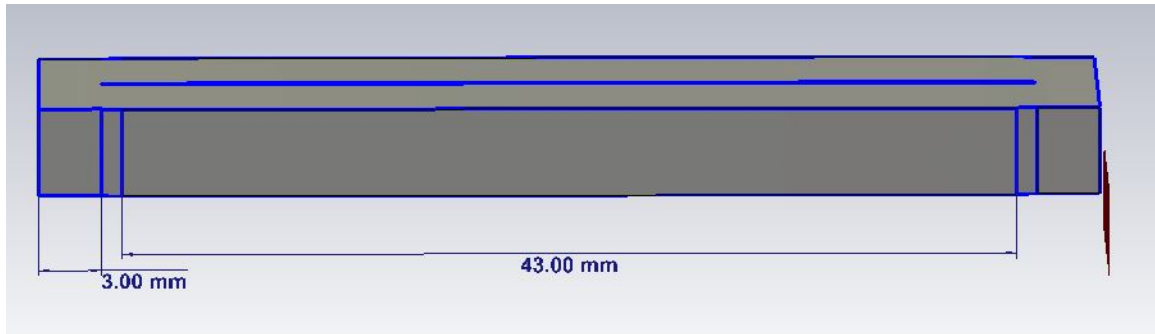


Fig. 3.60. Dimensiones de las paredes laterales

El material utilizado para la lámina dieléctrica insertada en la guía es el Rogers RT5880 de la lista de materiales del simulador, con permitividad  $\epsilon_r = 2,2$  y anchura 0.25 mm. Dichas especificaciones han sido elegidas según [29] y permiten evitar reflexiones en el diseño. Además, ayudan a tener una mejor coincidencia en la estructura.

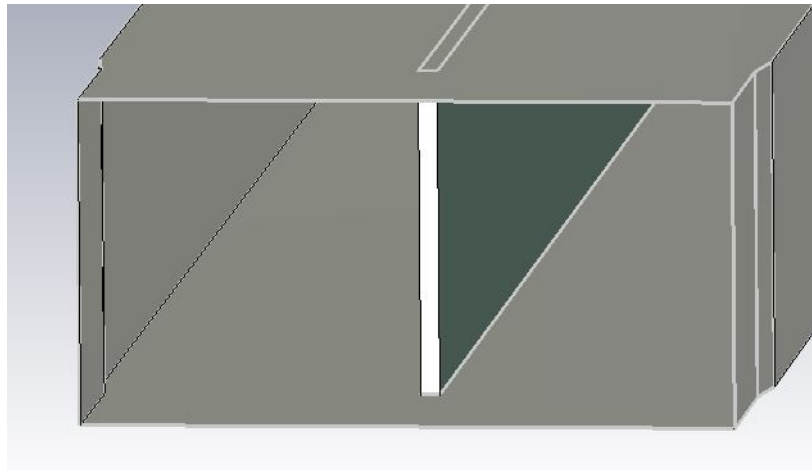


Fig. 3.61. Lámina de dieléctrico en el interior del desfasador

Para comprobar el funcionamiento del desfasador, igual que para los anteriores, se procede a comprobar los resultados. Los **primeros** a evaluar  $S_{11}$  y  $S_{21}$ , representando la energía reflejada en el puerto de alimentación y la saliente tras pasar por el mismo.

En las fig. 3.62 y fig. 3.63, se puede ver que para el coeficiente de reflexión del desfasador a la frecuencia de trabajo da un valor muy adaptado de -20.79 dB y un valor  $S_{21}$  en torno a 0 dB afirmando que el desfasador funciona correctamente.

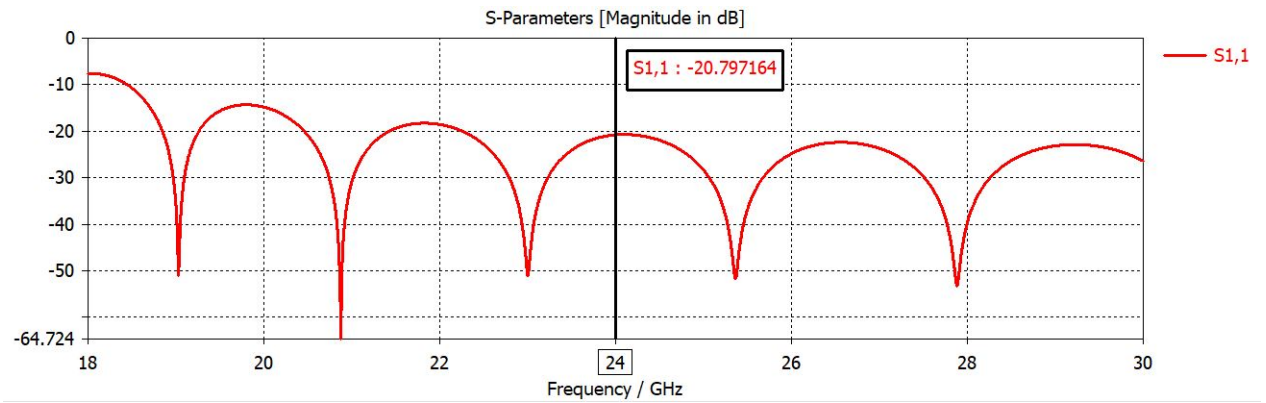


Fig. 3.62. Parámetro  $S_{11}$  del desfaseador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar

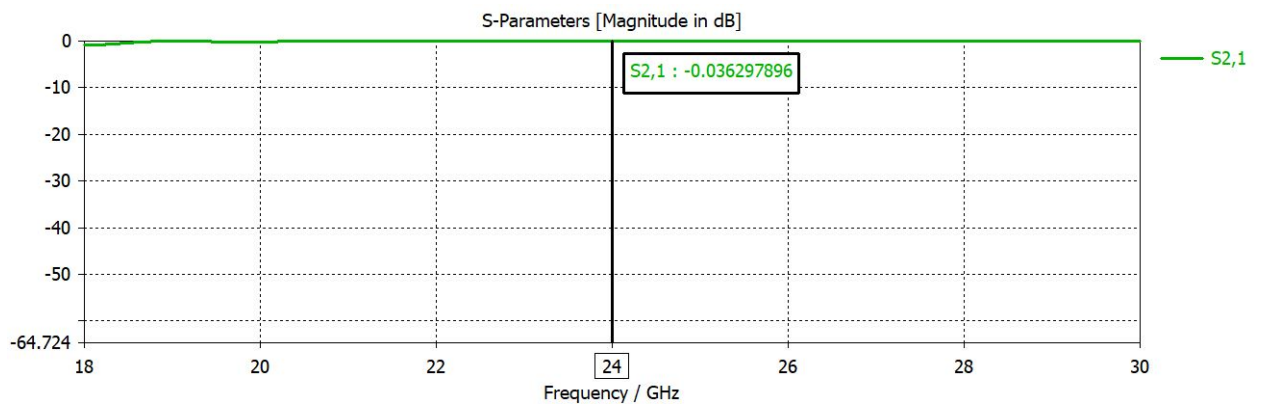


Fig. 3.63. Parámetro  $S_{21}$  del desfaseador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar

A continuación, se muestra en fig. 3.64 la diferencia de fase entre las señales de salida del desfaseador y la guía de ondas rectangular rellena de aire. Se puede observar que para la frecuencia de trabajo el desfase está en torno a  $90^\circ$ . Además este valor se mantiene en un conjunto de frecuencias cercano a la frecuencia de trabajo.

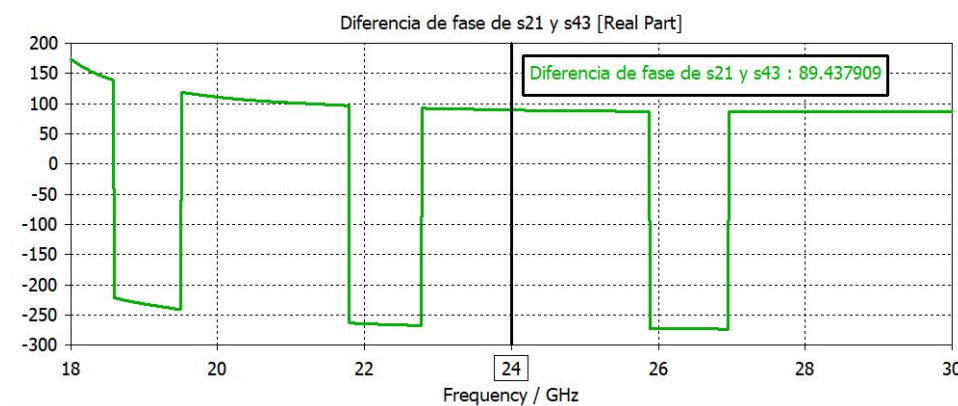


Fig. 3.64. Desfase con respecto a la uía de ondas rectangular a 24 GHz

### 3.3.5. Conclusiones

Para la creación del sistema monopulso que se describirá en el siguiente capítulo, es necesario que mediante la unión del acoplador Riblet más un desfase de  $90^\circ$  en las señales de salida se consigan los resultados deseados. Para ello se diseña un desfaseador a partir de una guía de ondas rectangular. De los tres tipos presentados en este trabajo, solo dos son válidos según los resultados proporcionados a través de las simulaciones como se ha descrito anteriormente. Tras analizarlos, el desfaseador que modifica las dimensiones de la guía, produce para la frecuencia de trabajo, el desfase deseado, sin embargo el ancho de banda en el que se cumple dicho desfase es más pequeño y menos uniforme que para el desfaseador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar.

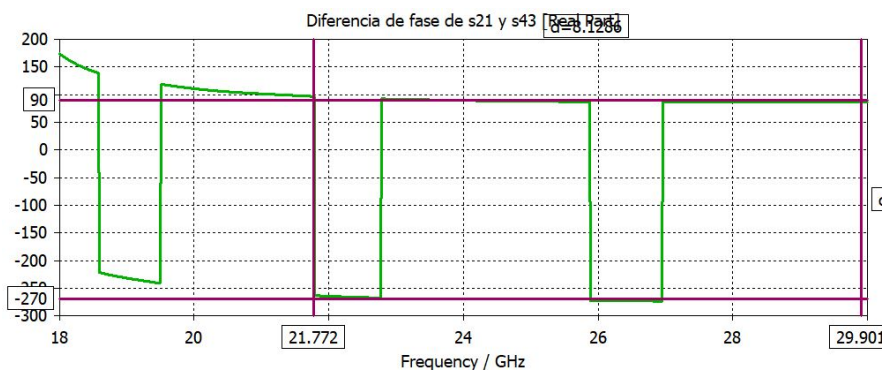


Fig. 3.65. Ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones para el desfaseador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar

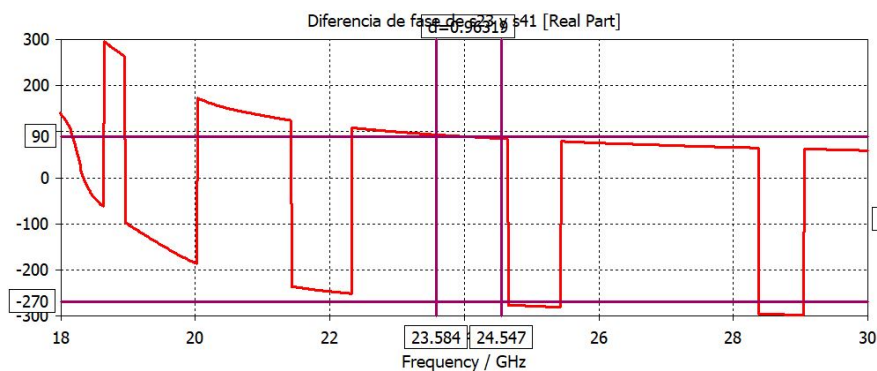


Fig. 3.66. Ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones para el desfaseador modificando las dimensiones de la guía

En las fig. 3.65 y fig. 3.66 se han posicionado las barras de medida en  $90^\circ$  y  $-270^\circ$  para determinar en que bandas de frecuencia cumplen con los requisitos. Se observa que para el desfaseador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar, los resultados son mejores debido a que el ancho de banda es mayor y los resultados más uniformes, por tanto se elegirá este para la creación del sistema monopulso.

## 4. SISTEMA MONOPULSO

Un sistema radar de seguimiento calcula la posición del blanco y actualiza los datos para poder determinar la ruta del objetivo y saber en el futuro cuál será la nueva posición. El sistema monopulso es uno de los más importantes para los sistemas radar ya que solo utiliza un pulso, evitando las posibles interferencias entre pulsos de la señal de eco y los posibles errores al determinar la posición de rastreo. Una de las antenas más utilizadas para esta aplicación es la antena ranurada con amplitudes y fases uniformes descrita en este trabajo. Permite crear un diagrama suma ( $\Sigma$ ) y uno diferencia ( $\Delta$ ) que determina el ángulo de llegada de la señal recibida de forma que se pueda obtener la posición del objeto a determinar. Para el correcto funcionamiento del sistema, la antena debe proporcionar una cobertura de  $90^\circ$  y evitar la aparición de *grating lobes* que puedan hacer que se produzcan distorsiones en su efectividad. Como se define en el capítulo de antena ranurada, cumple con los objetivos. [15]

Para implementar dicho sistema en este trabajo, se conectan dos antenas ranuradas a un desfasador y una guía de ondas rectangular y estas a su vez al acoplador Riblet descritos en los capítulos anteriores, provocando distintos desfases dependiendo por el puerto en el que se alimente el sistema, con el fin de crear los canales suma y diferencia como se demostrará a continuación. Siendo el canal suma utilizado para la transmisión de pulsos para el rastreo del blanco. Y el diferencia utilizado para determinar la señal recibida. [42]

Una de las principales ventajas del sistema monopulso [43] son:

- No presenta errores debido a las posibles interferencias en los ecos de las señales recibidas.
- El diagrama suma ( $\Sigma$ ) apunta directamente al blanco, aumentando la relación señal a ruido, que provoca una mayor detección y un menor error provocado por el ruido térmico en el seguimiento del blanco.
- No es necesario utilizar ninguna técnica adicional para determinar la orientación y naturaleza del blanco como puede ocurrir en otros sistemas.

Aunque tiene muchas ventajas, también presenta algunas desventajas como la complejidad que puede llegar a tener su diseño o el coste en su fabricación. En la siguientes secciones se irá detallando el diseño del sistema a partir de los elementos descritos en los capítulos anteriores como son la antena ranurada, el acoplador Riblet y el desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar.

#### 4.1. Simulaciones del acoplador más desfasador

Antes de incorporar la antena para crear el sistema monopulso, se procede a comprobar que los resultados obtenidos tras la unión del acoplador Riblet unido por una de sus salidas al desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar y la otra a una guía rectangular de las mismas dimensiones rellena de aire, provocando una diferencia de fase en las señales de salida.

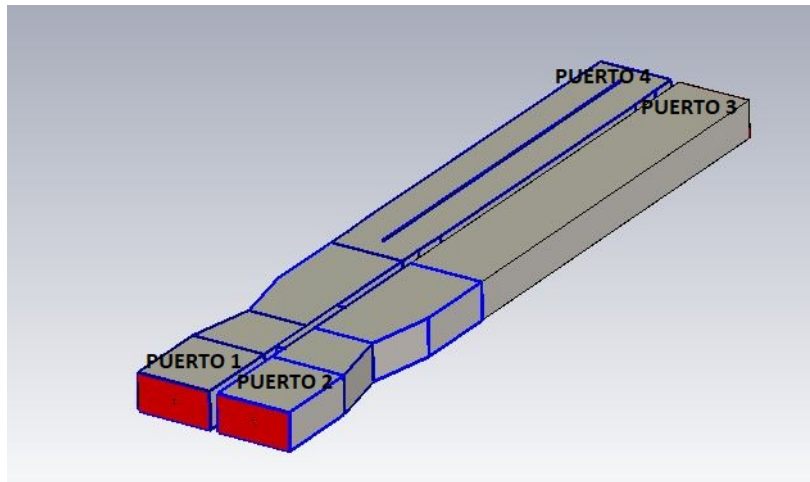


Fig. 4.1. Acoplador más desfasador

Para comprobar que la unión da los resultados esperados hay que alimentarla por los dos puertos de entrada, que como se ve en fig. 4.1 serían el 1 y 2. Dependiendo del que se excite tendremos diferentes diagramas de radiación debido a la diferencia de fase de las señales a la salida.

Tras observar la distribución de los puertos en fig. 4.1, se procede a través del simulador *Cst Microwave Studio* a alimentar a la unión por el **puerto 1**. El acoplador dividirá la energía por sus dos salidas de la misma manera haciendo que las señales estén desfasadas 90°. Tras pasar por el desfasador y la guía de ondas provoca que ambas señales a la salida de la unión tengan la misma fase, provocando cuando se incorpore la antena, un diagrama de radiación suma ( $\Sigma$ ). Para comprobar que se cumple lo comentado se procede a evaluar los resultados obtenidos por el simulador.

El primer resultado a evaluar serían los **parámetros S** que indicaran si la división de potencia es la correcta. Como se explica en el capítulo anterior, se consigue diseñar el acoplador Riblet aportando unos resultados esperados para el correcto funcionamiento del sistema, al incorporar el desfasador y la guía de ondas al mismo, puede ocasionar que los resultados varíen.

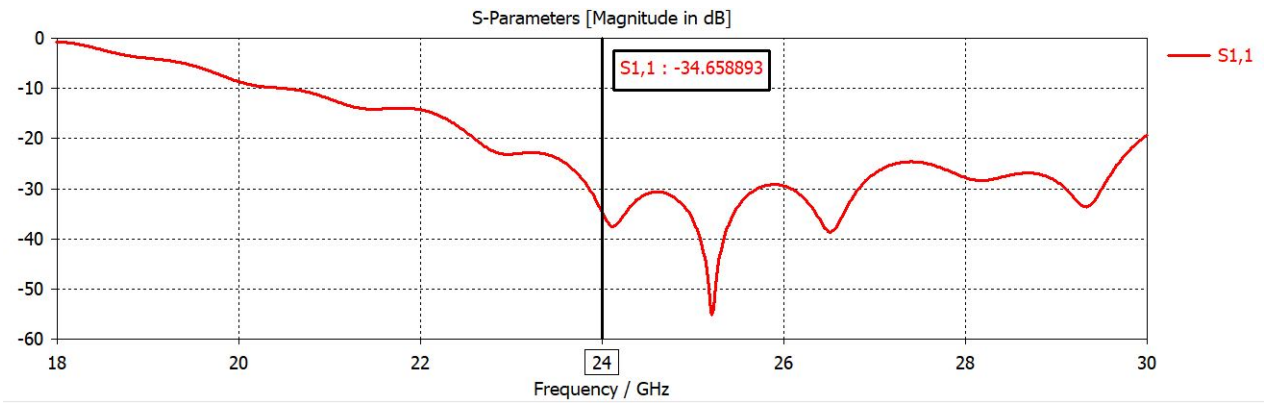


Fig. 4.2. Parámetro  $S_{11}$  de la unión del acoplador más el desfasador

El parámetro de reflexión en el puerto por el que se alimenta la unión se puede ver en la fig. 4.2, dando un valor para la frecuencia de trabajo de -34,65 dB, consiguiendo que la unión este adaptada en el puerto 1.

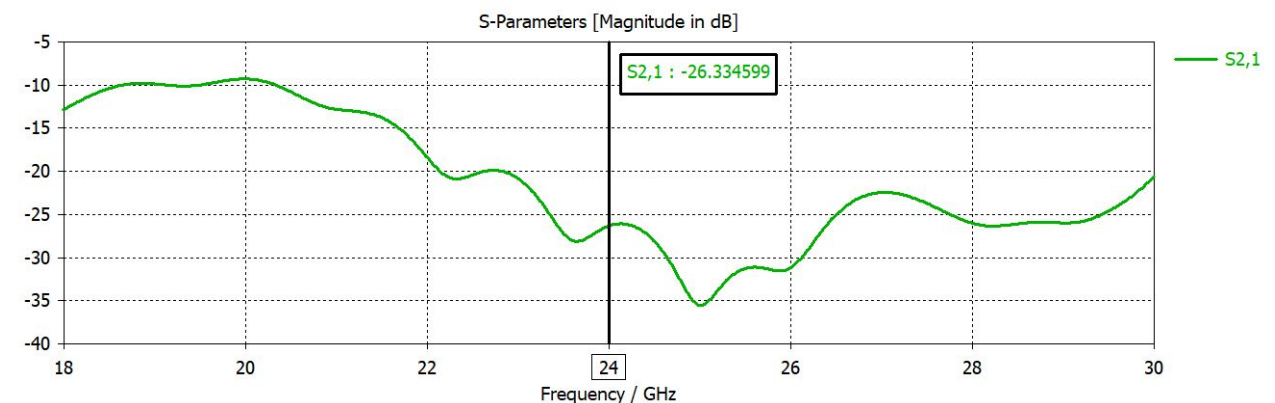


Fig. 4.3. Parámetro  $S_{21}$  de la unión del acoplador más el desfasador

En fig. 4.3 se muestra que la energía no retrocede por el puerto 2, ayudando a que el divisor funcione de forma óptima, con un valor de -26.33 dB considerando el puerto 2 desacoplado del puerto 1.

Comparando estos resultados con los obtenidos del acoplador Riblet y el desfasador, se puede afirmar que son correctos para el funcionamiento del sistema ya que están muy por debajo de los -10 dB.

Procediendo a evaluar el  $S_{31}$  y  $S_{41}$ , se observa en fig. 4.4, que los resultados empeoran con respecto a las simulaciones obtenidas del acoplador Riblet y el desfasador por separado, puesto que la uniformidad de las amplitudes empeora. A pesar de esto, los resultados obtenidos son óptimos para el funcionamiento del sistema, puesto que aproximadamente la energía se divide de forma equilibrada con un valor de -3 dB.

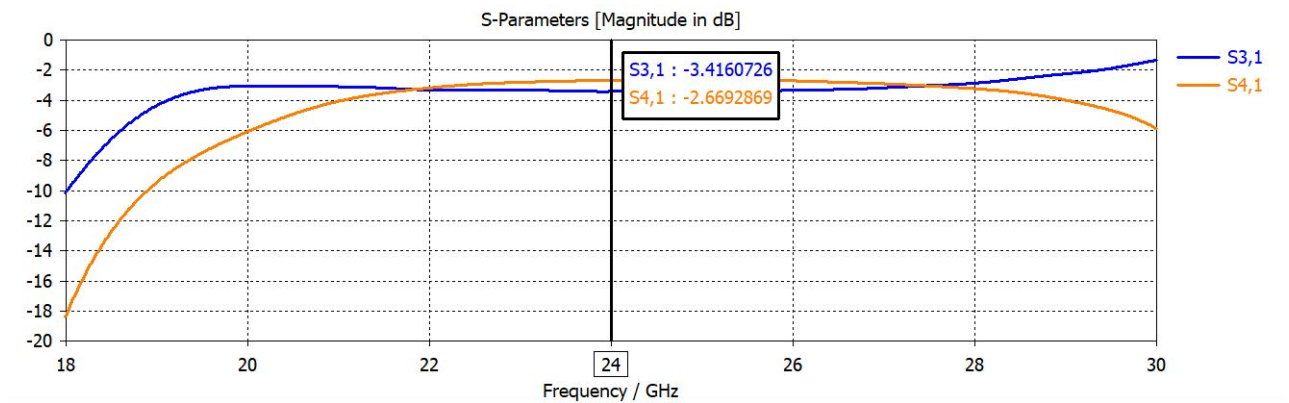


Fig. 4.4. Parámetro  $S_{31}$  y  $S_{41}$  de la unión del acoplador más el desfasador

Como se ha comentado, dependiendo del puerto por el que se alimente la unión se obtienen diferentes desfases de las señales de salida provocando diferentes diagramas de radiación. La diferencia de fase de las señales que se crean al pasar por el divisor de potencia presentan un valor de  $90^\circ$ . Estas señales sufren otro cambio de fase al llegar a los puertos de salida 3 y 4. Debido a que el desfasador produce un desfase de  $90^\circ$  con respecto a la guía de onda rectangular.

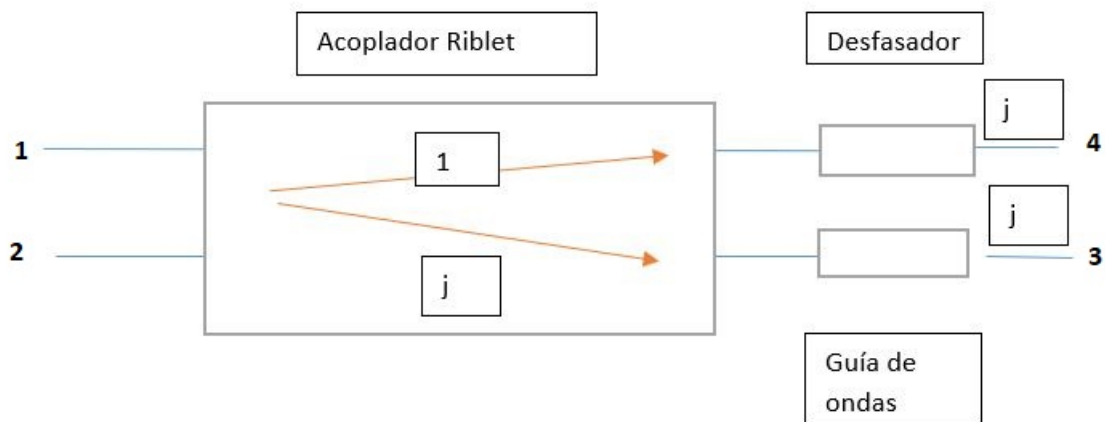


Fig. 4.5. Desfase a las salidas

En la fig. 4.5 se puede comprender mejor lo comentado anteriormente, siendo el desfase entre el puerto 3 y 4 de  $0^\circ$ . Para comprobarlo, se procede a calcular a partir del simulador el desfase entre las señales de salida, siendo el resultado el representado en la siguiente figura.



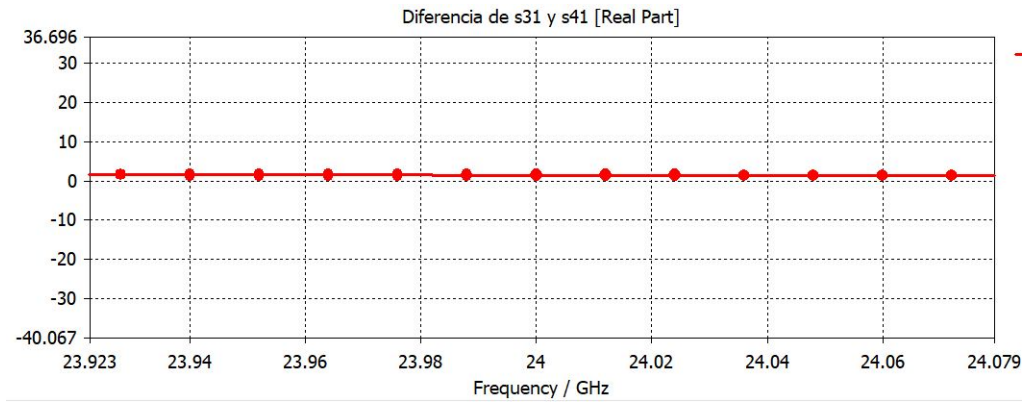


Fig. 4.6. Diferencia de fase de  $S_{31}$  y  $S_{41}$  excitando el puerto 1

El valor obtenido en fig. 4.6 esta en torno a 0 dB proporcionando un funcionamiento adecuado de la unión.

Si ahora excitamos la unión por el **puerto 2**, los **parámetros S** obtenidos son prácticamente los mismos que al alimentar la unión por el puerto 1.

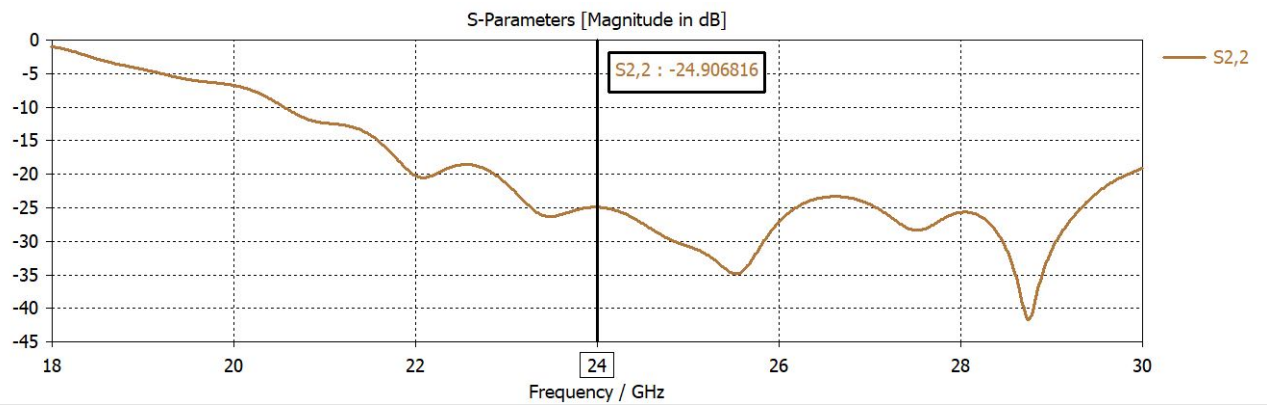


Fig. 4.7. Parámetro  $S_{22}$  de la unión del acoplador más el desfasador

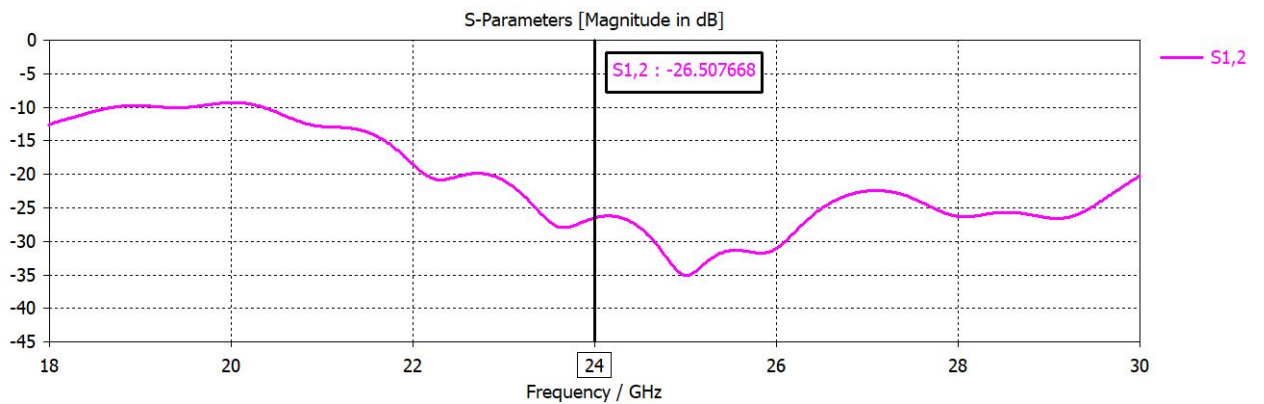


Fig. 4.8. Parámetro  $S_{12}$  de la unión del acoplador más el desfasador

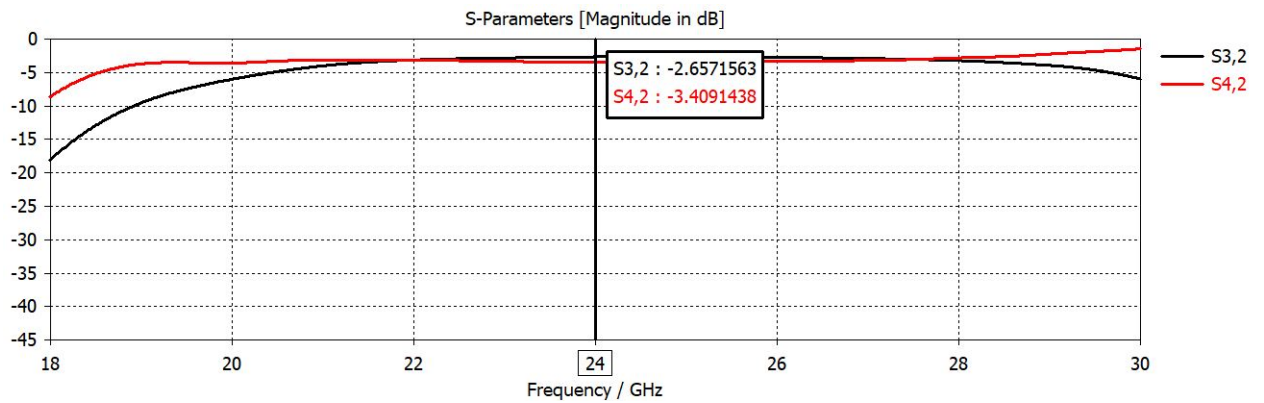


Fig. 4.9. Parámetro  $S_{32}$  y  $S_{42}$  de la unión del acoplador más el desfasador

Sin embargo, el desfase producido por el acoplador Riblet, tendrá un comportamiento inverso que al alimentarlo por el puerto 1, produciendo un desfase de salida de la unión  $180^\circ$  como se puede observar en la siguiente figura, que dará lugar al diagrama de radiación diferencia.

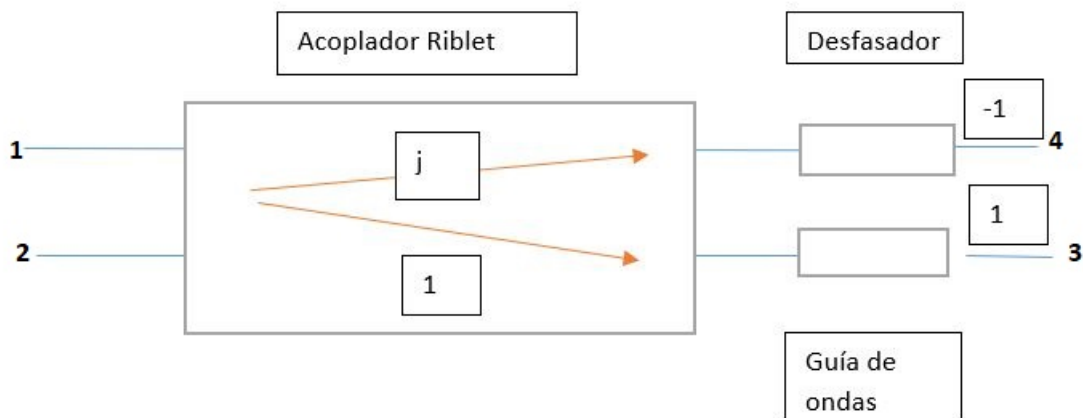


Fig. 4.10. Diferencia de fase de  $S_{31}$  y  $S_{41}$  excitando el puerto 2

Comprobando lo comentado, se puede observar dicho desfase a través de la siguiente figura, dando un valor cercano a los  $180^\circ$  esperados teóricamente. Por tanto, se puede afirmar que la unión compuesta por el divisor de potencia Riblet y el desfasador junto con la guía de ondas rectangular responden de forma correcta a las especificaciones requeridas.

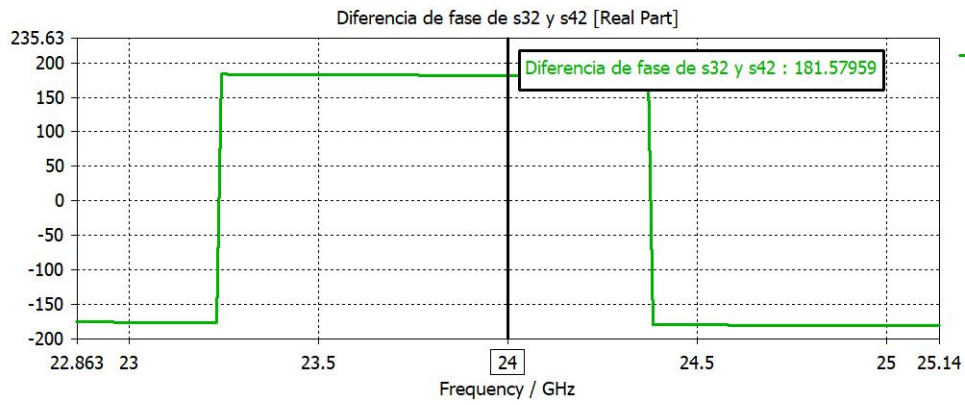


Fig. 4.11. Diferencia de fase de  $S_{32}$  y  $S_{42}$  excitando el puerto 2

Para comprobar que el reparto de energía es el correcto representamos el campo E del acoplador más el desfasador, tanto si lo excitamos por el puerto 1 como si se hace por el puerto 2.

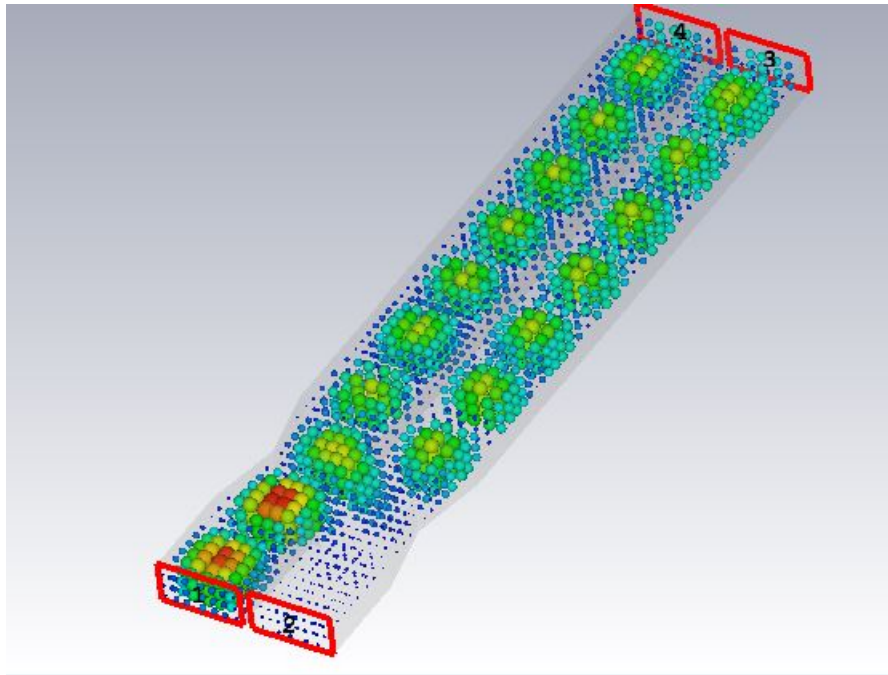


Fig. 4.12. Campo E en dB si se alimenta por el puerto 1

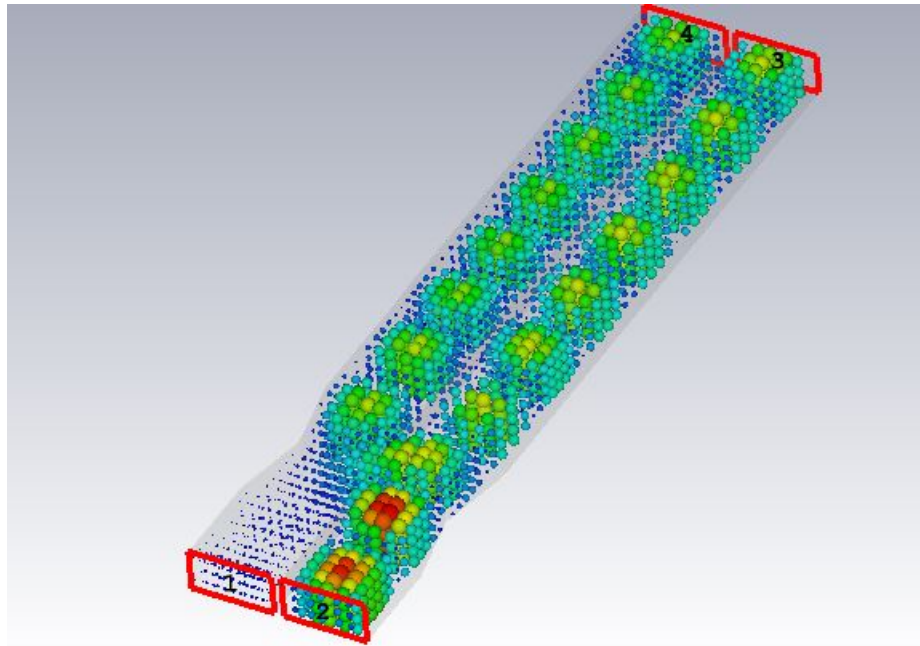


Fig. 4.13. Campo E en dB si se alimenta por el puerto 2

Se puede observar en las representaciones anteriores como el divisor de potencia funciona correctamente, dividiendo el campo en dos partes, una por cada salida del divisor.

#### 4.2. Simulaciones de los diagramas de radiación

Una vez comprobados los resultados anteriores se procede a incorporar la antena ranurada una por cada salida de la unión anterior.

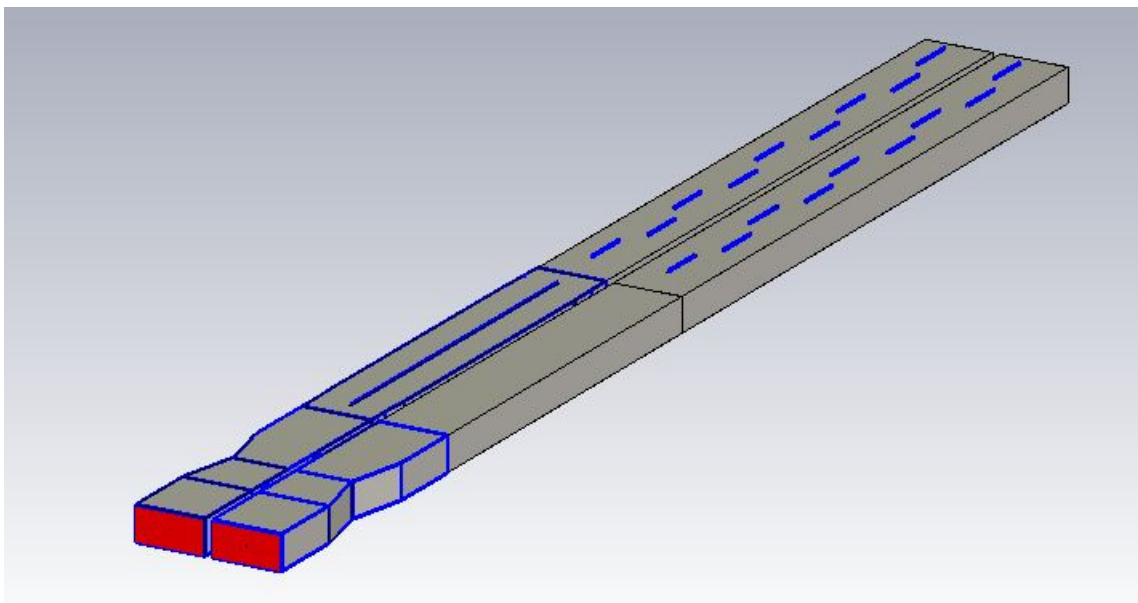


Fig. 4.14. Representación del sistema completo

Como se ha descrito anteriormente si se alimenta el sistema por el puerto 1 se procede a obtener el diagrama suma ( $\Sigma$ ) y se alimenta por el puerto 2 el diagrama diferencia ( $\Delta$ ).

En las siguientes figuras se muestran dichos diagramas en tres dimensiones (3D) según el diseño creado en el simulador.

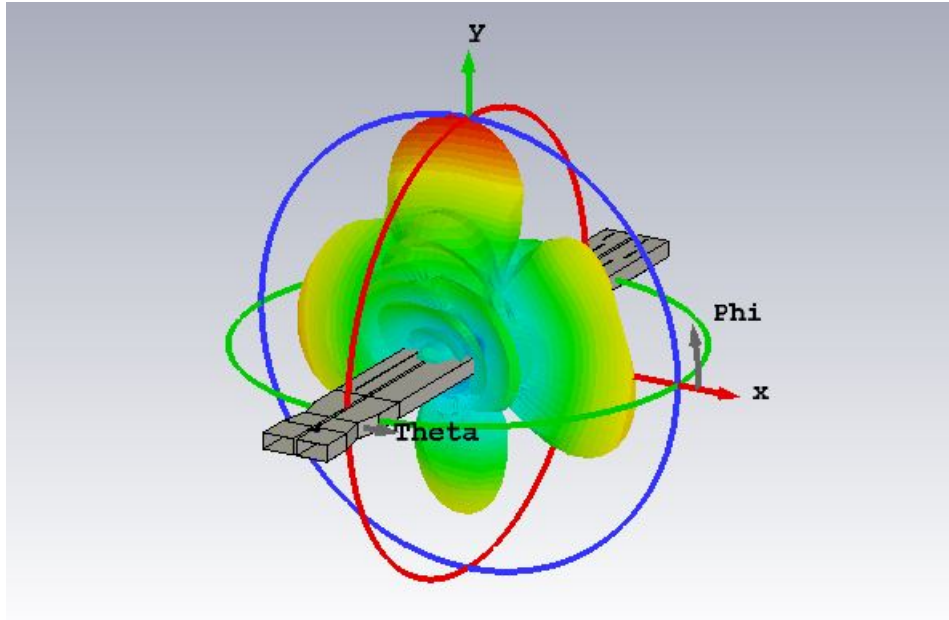


Fig. 4.15. Diagrama de radiación suma en 3D

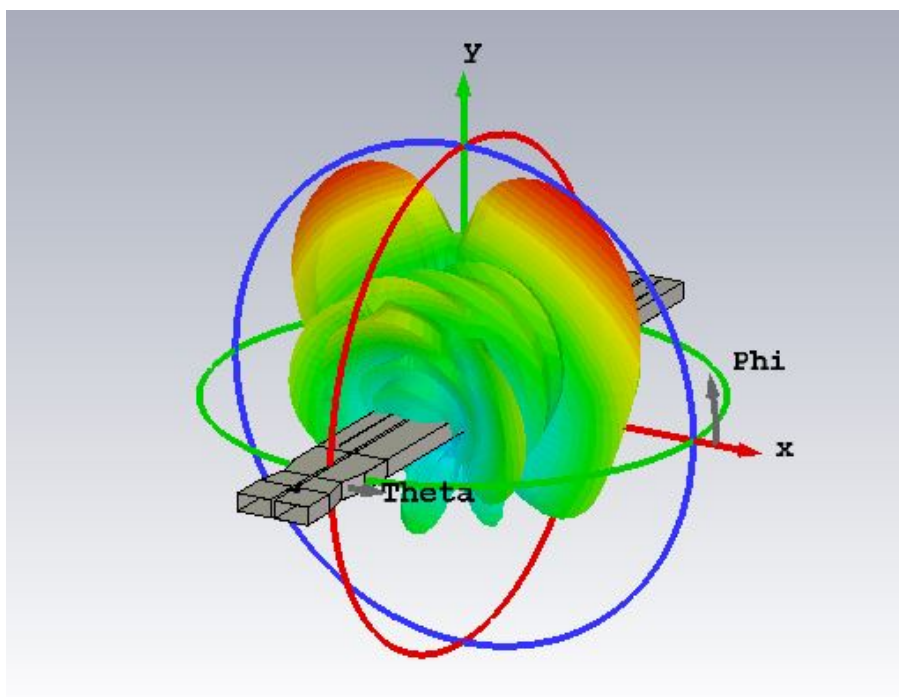


Fig. 4.16. Diagrama de radiación diferencia en 3D

Debido a que en la representación en tres dimensiones no se aprecian las características más significativas del diagrama de radiación, se procede a calcular los diagramas en dos dimensiones (2D) procedentes de los planos  $\phi = 90^\circ$  y  $\theta = 90^\circ$  del diagrama en 3D.

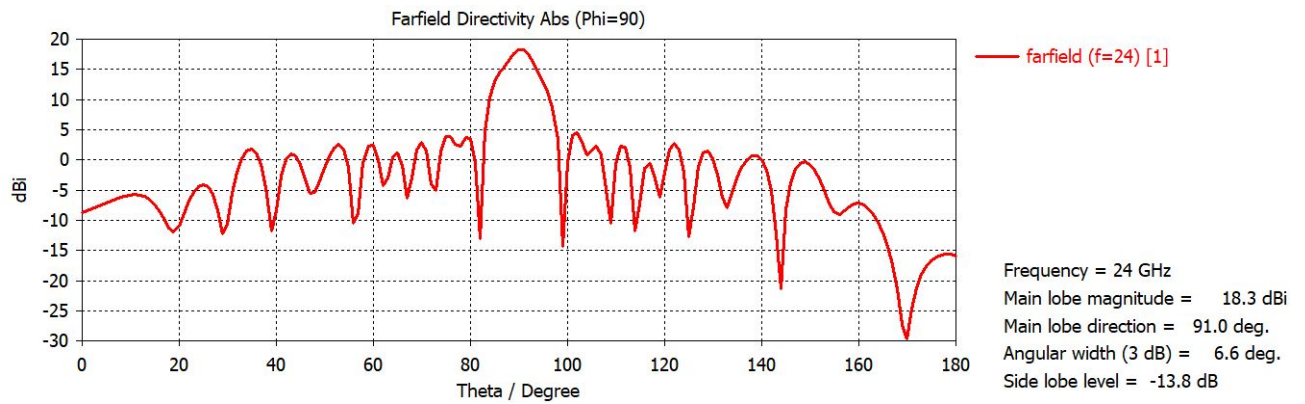


Fig. 4.17. Diagrama de radiación suma en 2D

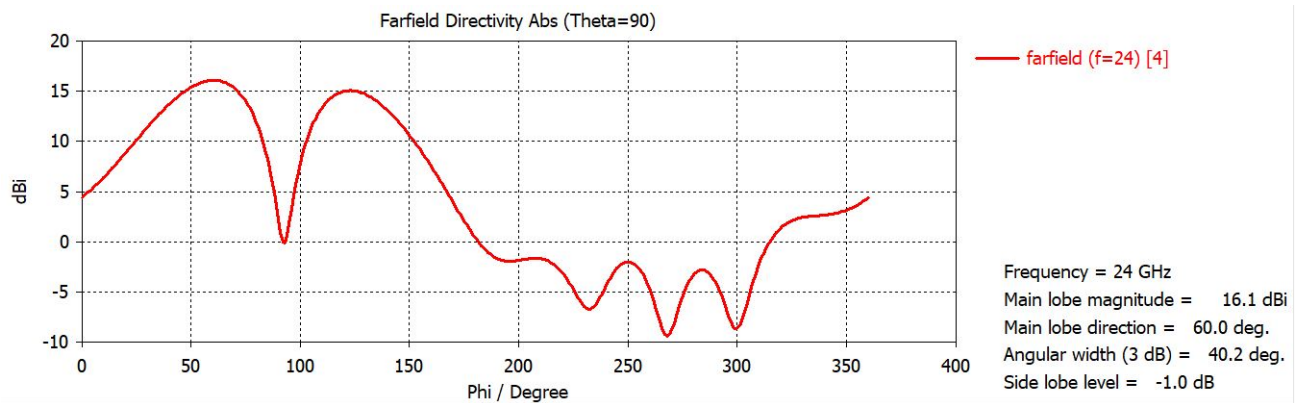


Fig. 4.18. Diagrama de radiación diferencia en 2D

Según los resultados obtenidos (fig. 4.17) el diagrama suma [43], que es la combinación de los haces generados en el centro de cada elemento del array. Presenta el ángulo de máximo apuntamiento en  $91^\circ$  por tanto se puede considerar *broadside* debido a que tan solo se ha movido  $1^\circ$  con respecto a la dirección deseada, considerando un resultado correcto. También se puede comprobar que el nivel de lóbulo secundario se encuentra en torno a los -13 dB iniciales en el diseño, porque el objetivo es que la zona de cobertura de la antenna este en  $90^\circ$ . Mejora la directividad a un valor de 18.4 dBi aumentando aproximadamente 3 dBi con respecto a la proporcionada por la antenna ranurada y esto se aprecia en el ancho de haz del lóbulo secundario siendo más estrecho que el proporcionado por la antenna ranurada. Dichos resultados se pueden apreciar en la tabla 4.1.

Se puede afirmar que el diagrama suma cumple con los requisitos, debido a que su dirección de apuntamiento permite conocer donde se sitúa el blanco, ya que la desviación según el apuntamiento teórico y el conseguido es mínima.



TABLA 4.1. COMPARACIÓN DE RESULTADOS

Antena ranurada	Unión
Directividad: 16.26 dBi	Directividad: 18.4 dBi
Ancho de haz: 17,81°	Ancho de haz: 16,69°
Nivel de lóbulo secundario: -12.8 dB	Nivel de lóbulo secundario: -13.8 dB

Además del diagrama suma, también se crea el diferencia (fig. 4.18), que representa sus dos lóbulos principales uno a cada lado del diagrama suma y el nulo a destacar está posicionado en torno a los 91° que para el diagrama suma es la dirección de máximo apuntamiento. Los lóbulos principales a cada lado de la posición del nulo se caracterizan por ser iguales en magnitud y tener fase contraria aportando un resultado correcto al sistema.

El sistema con el que se trabaja presenta dos centros de fase a partir de los elementos del array de las dos antenas utilizadas, siendo estas iguales. Provocan dos diagramas de radiación, la diferencia entre estos diagramas es el diagrama diferencia representado en fig. 4.18.

Se aprecia que no aparecen *grating lobes* en los resultados obtenidos, esto es debido a que la distancia entre los elementos de las antenas utilizadas no es mayor que  $\lambda_0$ , siendo 12.5mm y la distancia entre elementos 9.64 mm como se puede apreciar en la siguiente figura.

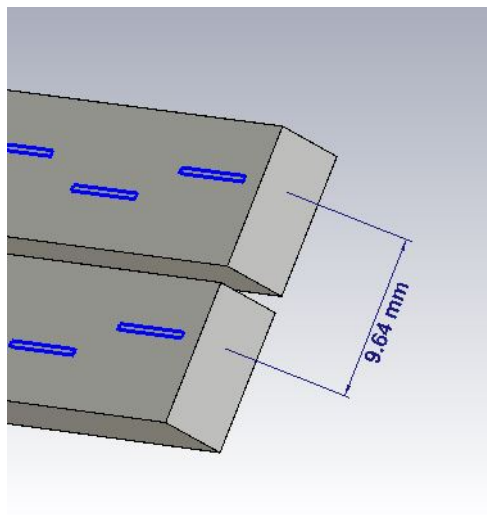


Fig. 4.19. Distancia entre elementos

Otro de los resultados importantes a considerar son los **parámetros S** del sistema.

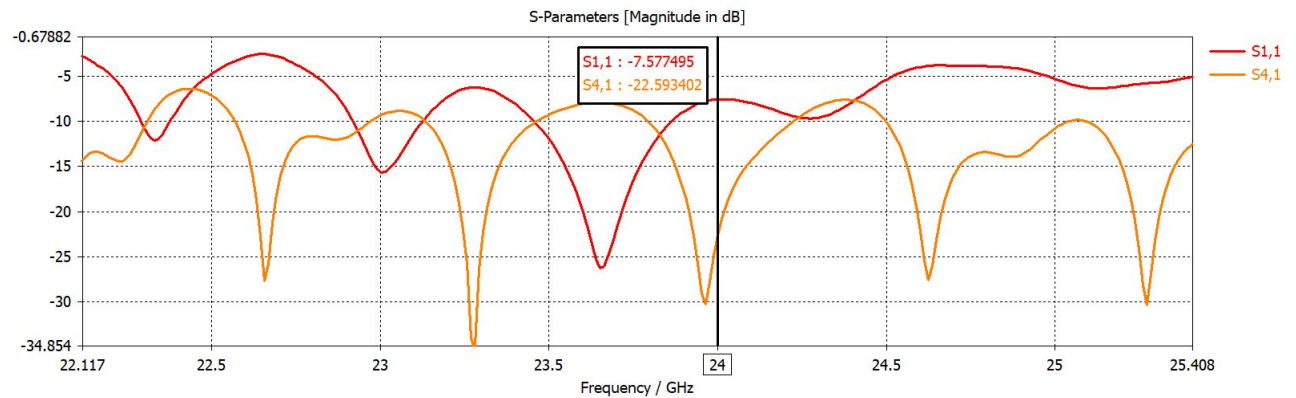


Fig. 4.20. Parámetros S puerto 1

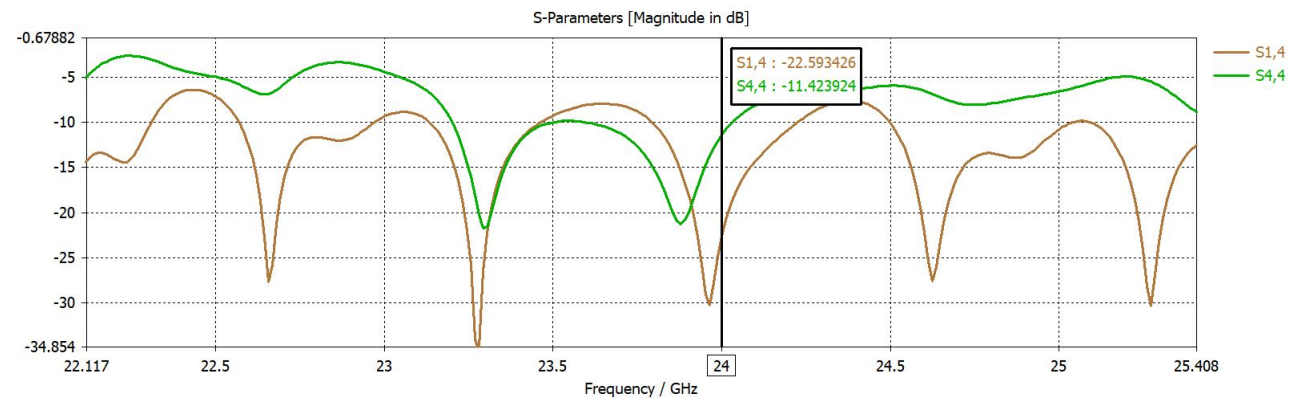


Fig. 4.21. Parámetros S puerto 4

Aunque los resultados obtenidos para las adaptaciones y desacoplos han sido buenos para cada uno de los elementos por separado del sistema monopolso, cuando se procede a comprobarlos unidos, se obtienen como se puede observar en las fig. 4.20 y fig. 4.21, unos resultados peores.

Los parámetros S obtenidos tras alimentar el sistema por el puerto 1 son los representados en fig. 4.20, donde se puede comprobar que el de reflexión  $S_{11}$  da un valor por encima de -10 dB, siendo esta cantidad la requerida para considerar a la antena adaptada. A pesar de que el valor no es suficiente, se puede considerar al sistema válido porque para antenas como la descrita en el trabajo este valor suele estar cercano a -10 dB. En cuanto al valor de -22.59 dB del parámetro  $S_{41}$ , se puede considerar el puerto 4 desacoplado del 1, lo que significa que no se transmite energía del puerto 1 al 4, aportando un resultado correcto para el sistema.

En cuanto a los resultados tras alimentar el sistema por el puerto 4, obtenemos un parámetro de reflexión  $S_{44}$  adaptado, cuyo valor es inferior a -10 dB, y el puerto 1 desacoplado del puerto 4, debido a que el  $S_{14}$  también es inferior a -10 dB proporcionando un valor de -22.59 dB.



Por último, para comprobar que todos los resultados son los esperados se comprueban las fases y amplitudes de la antena radar.

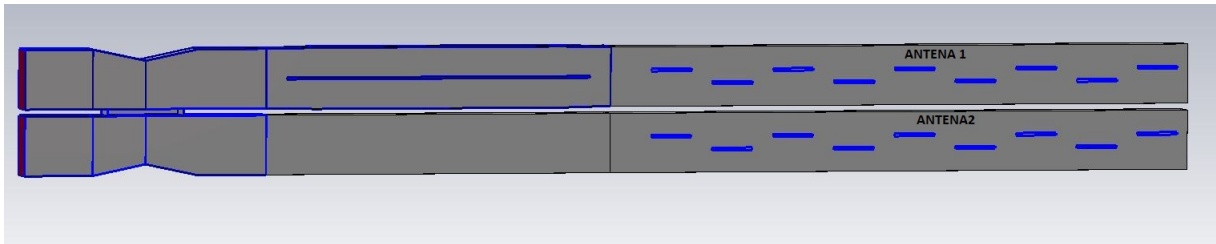


Fig. 4.22. Distribución de antenas para el cálculo de amplitudes y fases

En primer lugar se comprueban las amplitudes de la **antena 1** (fig. 4.22), alimentando la antena radar completa por el puerto 1 y 4.

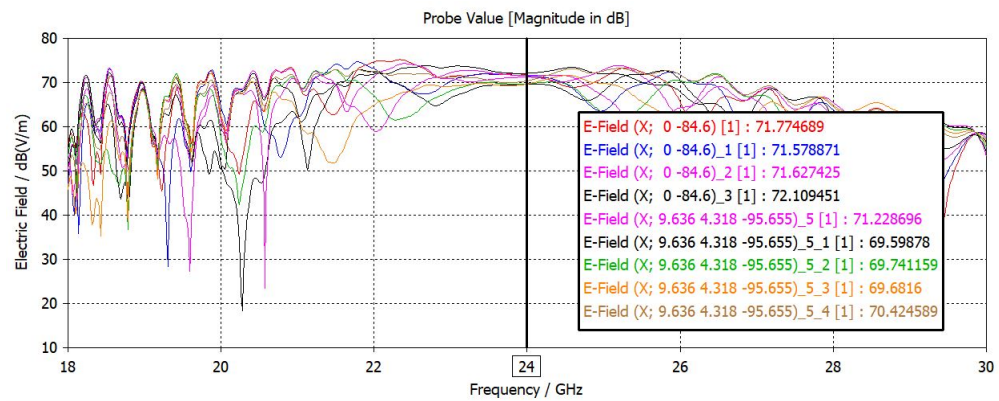


Fig. 4.23. Valores de las amplitudes para la antena 1 alimentando por el puerto 1

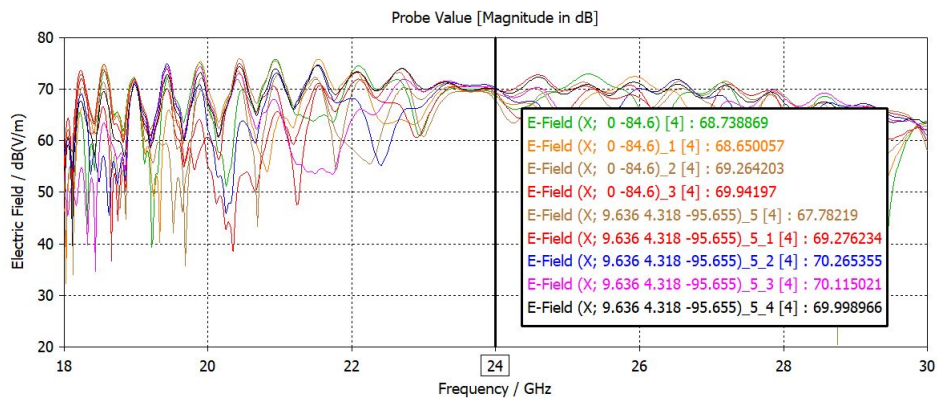


Fig. 4.24. Valores de las amplitudes para la antena 1 alimentando por el puerto 4

Como se puede observar en fig. 4.23 y fig. 4.24, para la frecuencia de operación de 24 GHz, en ambos casos se obtienen amplitudes uniformes tal y como se espera.

La misma comprobación se realiza para las fases alimentando la antena 1 por el puerto 1 y 4.

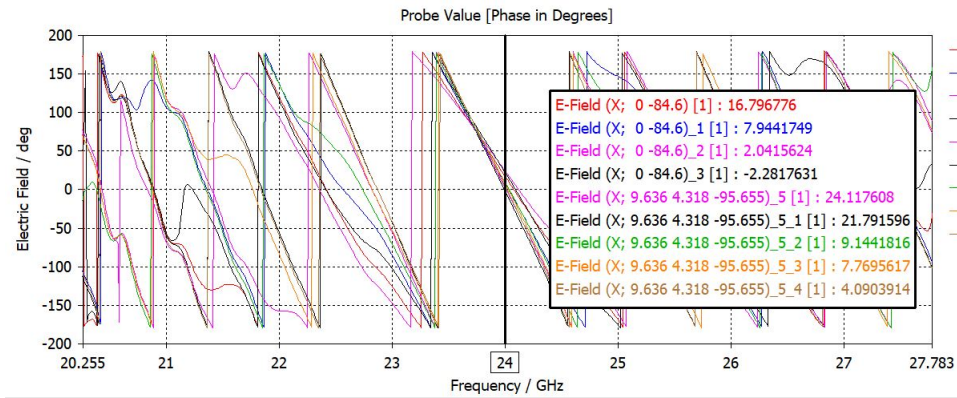


Fig. 4.25. Valores de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 1

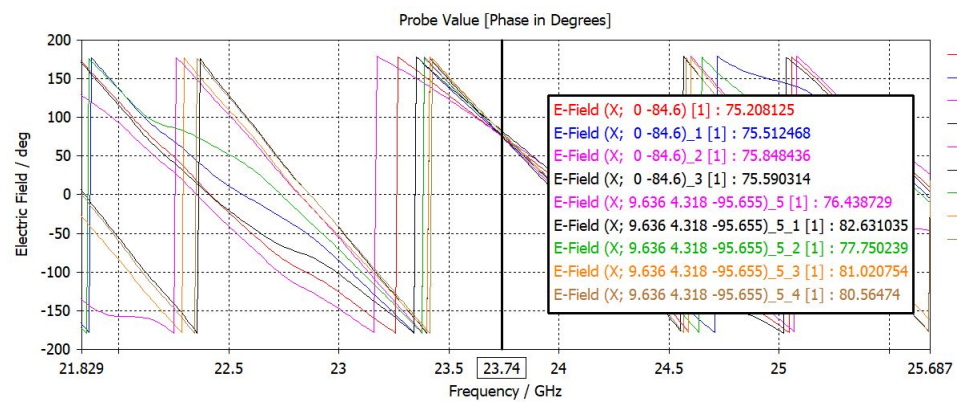


Fig. 4.26. Mejor valor de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 1

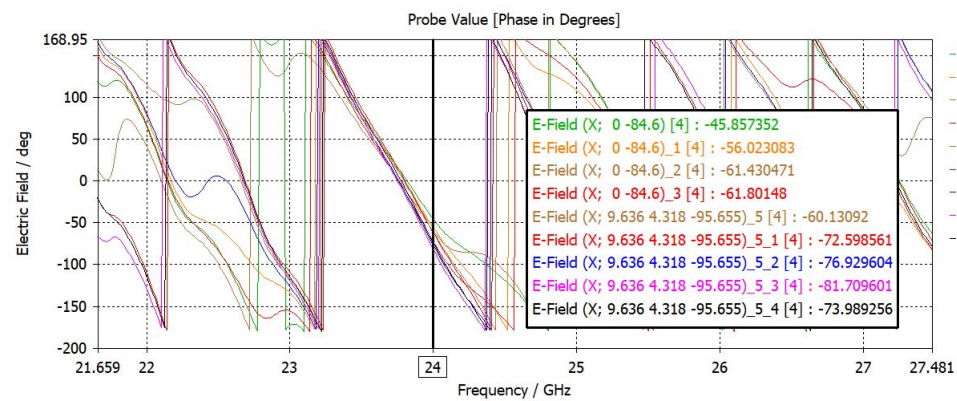


Fig. 4.27. Valores de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 4

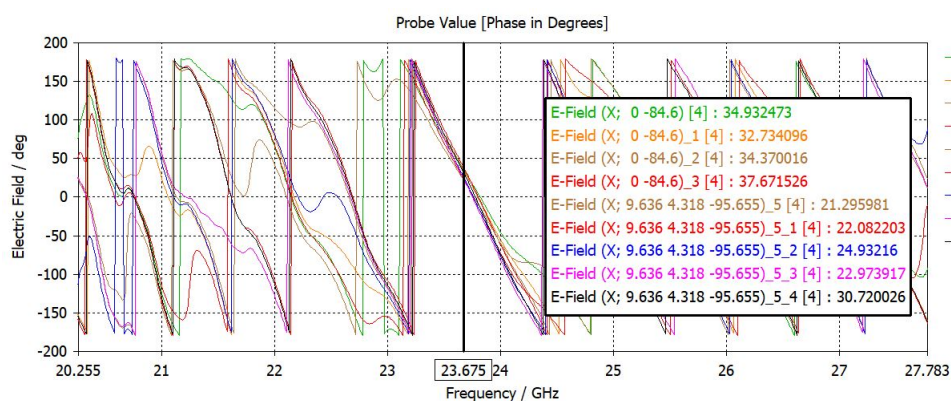


Fig. 4.28. Mejor valor de las fases para la antenna 1 alimentando por el puerto 4

Y por último se muestra las fases y amplitudes tras alimentar la antenna 2 por el puerto 1 y 4.

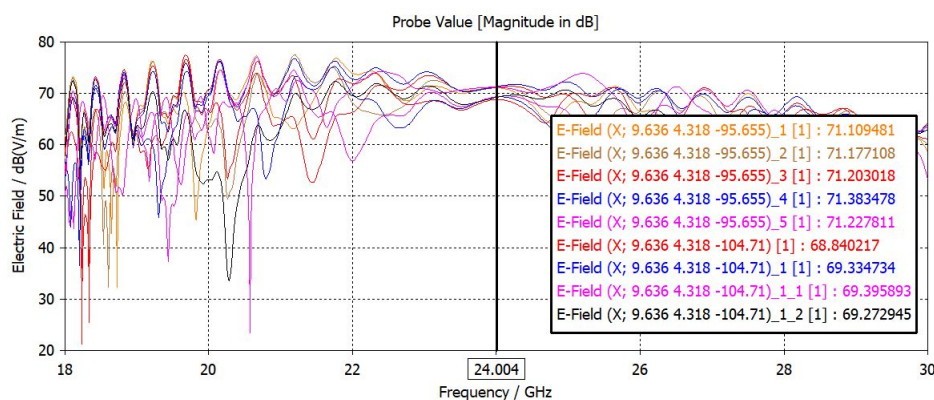


Fig. 4.29. Valores de las amplitudes para la antenna 2 alimentando por el puerto 1

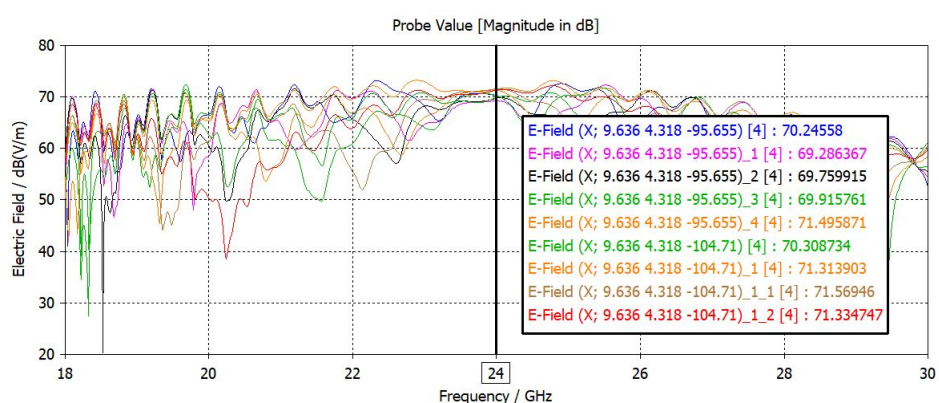


Fig. 4.30. Valores de las amplitudes para la antenna 2 alimentando por el puerto 4



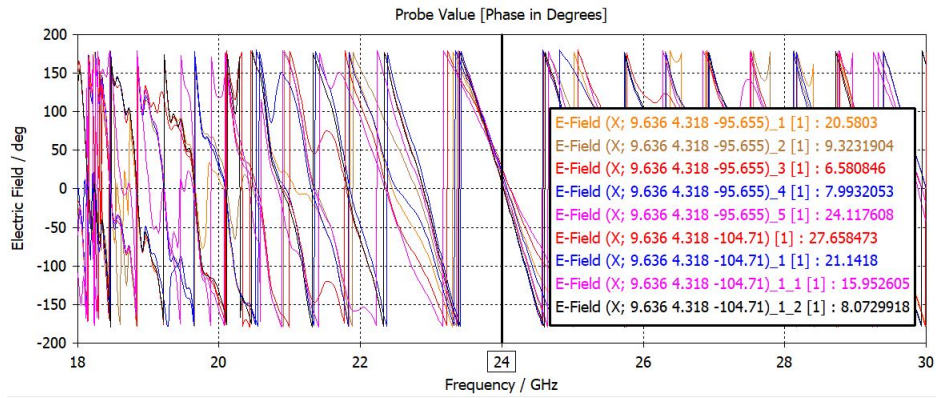


Fig. 4.31. Valores de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 1

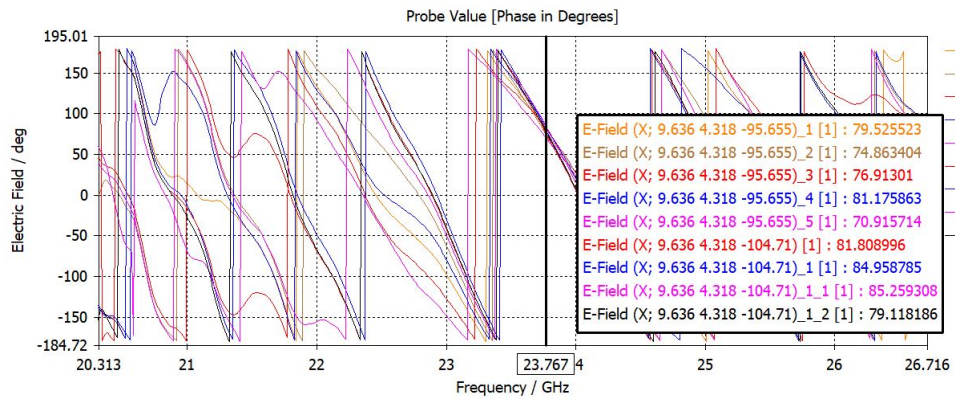


Fig. 4.32. Mejor valor de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 1

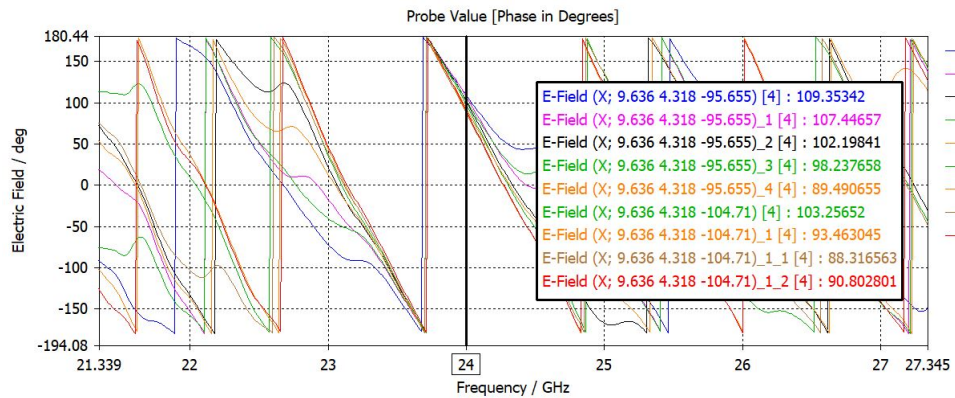


Fig. 4.33. Valores de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 4

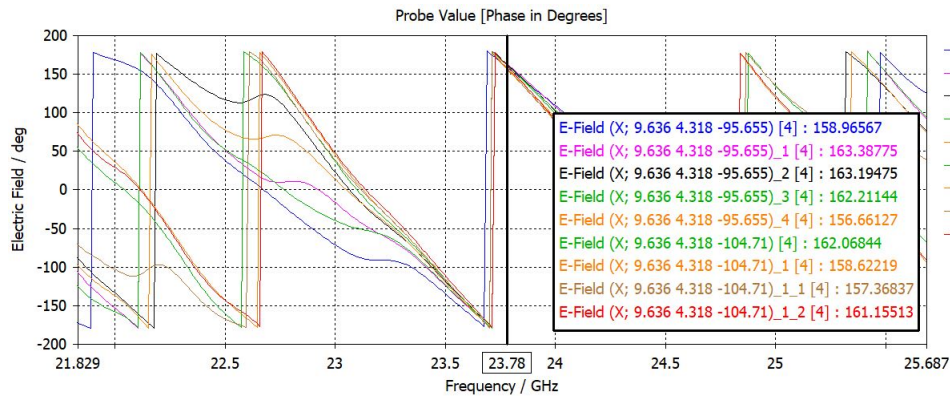


Fig. 4.34. Mejor valor de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 4

Como se puede comprobar para el caso de las amplitudes se obtienen muy uniformes para la frecuencia de operación, sin embargo para las fases, el resultado más óptimo se mueve muy ligeramente de la misma.

### 4.3. Conclusiones

Gracias a la tecnología basada en guías de ondas utilizada en el capítulo anterior, se han creado y explicado por separado cada uno de los elementos que van a formar el sistema monopulso. Tras el análisis de todos los resultados analizados, se puede concluir que a través de dicha tecnología se obtienen resultados bastante óptimos. Sin embargo, para frecuencias de trabajo mayores (milimétricas y microondas), podría ocasionar un problema debido a la pérdida del dieléctrico y a la dificultad que tendría en la fabricación debido al pequeño tamaño. Por esta razón, se creó el uso de la nueva tecnología *Gap Waveguide* que se explicará en el capítulo siguiente.

## 5. TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE

El principal problema que presenta la tecnología basada en guías de ondas son las pérdidas que pueden ocasionar ya que debe de existir un buen contacto eléctrico en las uniones de las distintas partes de la guía. Además, para altas frecuencias en torno a las milimétricas y microondas esta tecnología presenta grandes pérdidas en el dieléctrico utilizado y una difícil fabricación por su pequeño tamaño. Esto se debe a que todas las antenas a diseñar dependen de la frecuencia de trabajo, para frecuencias más bajas tendrán una longitud de onda más grande que para frecuencias más altas, influyendo en el tamaño de la antena ya que es comparable a la longitud de onda, habiendo antenas más grandes para frecuencias inferiores y antenas más pequeñas para frecuencias superiores.

Estos problemas hicieron plantearse la creación de una nueva tecnología, incorporando así la conocida tecnología *Gap Waveguide* inventada por el profesor Per-Simon Kidal en la Universidad de Chalmers en Suecia. [12]

Las guías de ondas *Gap* se construyen a través de placas paralelas de metal las cuales no están en contacto unas con otras, creando un confinamiento de la energía en la dirección de las mismas gracias a una estructura de pines separados una cierta distancia que actúan como pared, quedando prohibida cualquier otra dirección debido a la creación de una alta impedancia en la superficie donde se encuentran los pines.

El concepto de alta impedancia viene de la conductividad magnética como equivalente a circuito abierto.

Se necesita un diseño concreto de los pines para que actúen en forma de pared obteniendo un comportamiento similar a la tecnología basada en guía de ondas. La colocación de los pines en una de las placas paralelas de metal, separados una cierta distancia periódicamente, siendo todos los pines del mismo tamaño (conocido como *bed of nails*), provocan una región de alta impedancia haciendo que el conductor donde se encuentren colocados actúe como conductor magnético perfecto (PMC). [44]

Las bandas de frecuencia que permiten esta característica son conocidas como *stop-band*, permitiendo utilizar una nueva aplicación de guía de ondas para altas frecuencias. [12]

Si la altura de los pines es de aproximadamente  $\frac{\lambda}{4}$ , se crea la región de impedancia comentada anteriormente, haciendo que la placa metálica donde están situados actúe como un conductor magnético perfecto (PMC). [44]

Cabe destacar que los pines deben de estar diseñados a partir de metamateriales con propiedades de PMC debido a que estos no existen en la naturaleza.

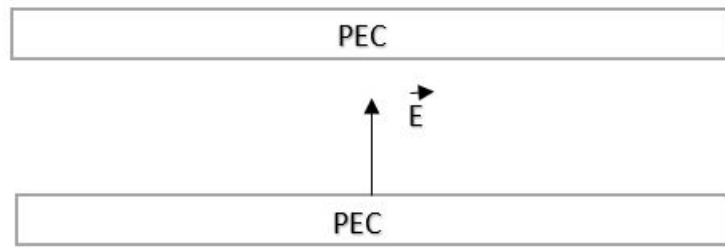


Fig. 5.1. Dos placas paralelas PEC

En la fig. 5.1 se muestra el concepto que sigue esta tecnología, ya que, entre las dos placas paralelas mostradas (PEC) se propagará un campo eléctrico con polarización vertical impidiendo el buen funcionamiento de los pines, debido a que la altura de los mismos no es la correcta.

Sin embargo para una altura de los pines aproximada a  $\frac{\lambda}{4}$ , la placa paralela donde se sitúan los pines pasará a convertirse en un PMC impidiendo que se propague ningún modo si el espacio entre los pines y la placa metálica superior es menor que  $\frac{\lambda}{4}$ .



Fig. 5.2. Región de alta impedancia

Por tanto se pueden destacar dos características importantes de esta tecnología [44]:

- Las ondas no se pueden propagar en la región del espacio entre el PMC y PEC si la distancia es menor a  $\frac{\lambda}{4}$ . Solo lo podrán hacer en la dirección que siga la guía.
- En el espacio entre ambas placas metálicas, las ondas llevarán la dirección de propagación de las tiras PEC.

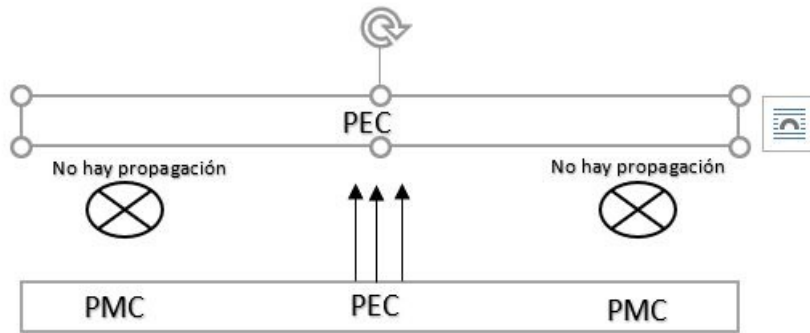


Fig. 5.3. Características tecnología Gap Waveguide

Existen diferentes configuraciones para permitir la propagación en el espacio existente entre las filas de pines:

- *Ridge Gap Waveguide* [35]: las ondas solo pueden seguir la dirección de la hilera continua de pines (*ridge*).
- *Microstrip Gap Waveguide* [36]: consiste en incorporar encima de la *bed of nails* una capa de sustrato, quedando en el diseño una placa metálica conductora superior, el *gap*, la capa de sustrato y el PMC.
- *Groove Gap Waveguide* [37]: es la configuración en la que se basará este trabajo. Consiste en crear un hueco entre las filas de pines relleno de aire por donde se confinarán las ondas según se desplacen aportando unos resultados similares a los conseguidos para la tecnología basada en guía de ondas. La principal diferencia frente a dicha tecnología es que no es necesario que exista contacto eléctrico entre las placas conductoras evitando las pérdidas por conexión.

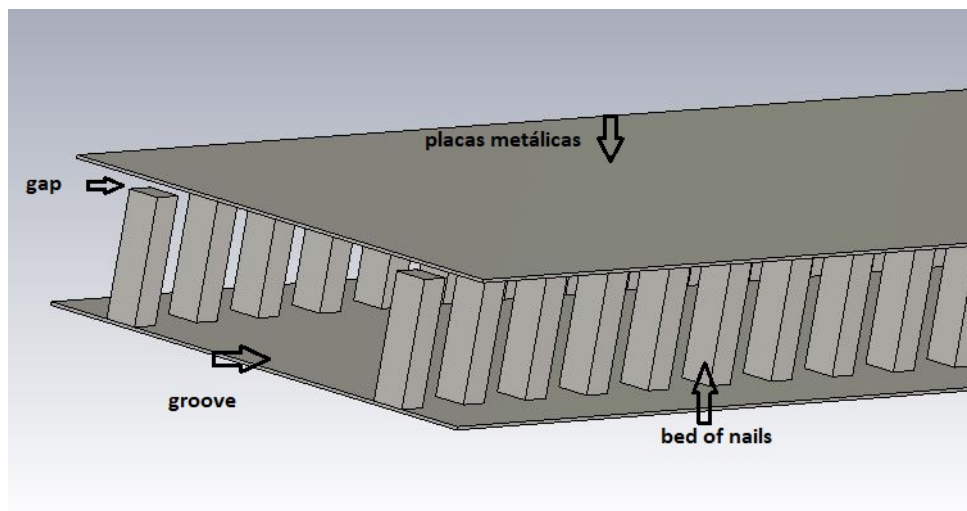


Fig. 5.4. Groove Gap Waveguide



## 5.1. Diseño de pines

Para aplicar *Groove* a todas las partes realizadas en tecnología basada en guía de ondas, se procede a eliminar las paredes laterales de cada uno de los elementos. En el lugar de estas paredes se colocaran las filas de pines (*bed of nails*). Este cambio puede provocar que los resultados puedan ser distorsionados. En los siguientes apartados se detallarán para comprobar que sí se puede aplicar dicha tecnología al trabajo.

Para poder comprobar los resultados, primero se debe de elegir las dimensiones correctas de los pines. Para ello, a través del simulador *Cst Microwave Studio* se simulan una cantidad infinita de pines, separados periódicamente, creando filas en línea recta. Esto es posible gracias a las condiciones de contorno que han sido definidas periódicas en los planos donde los pines se repiten.

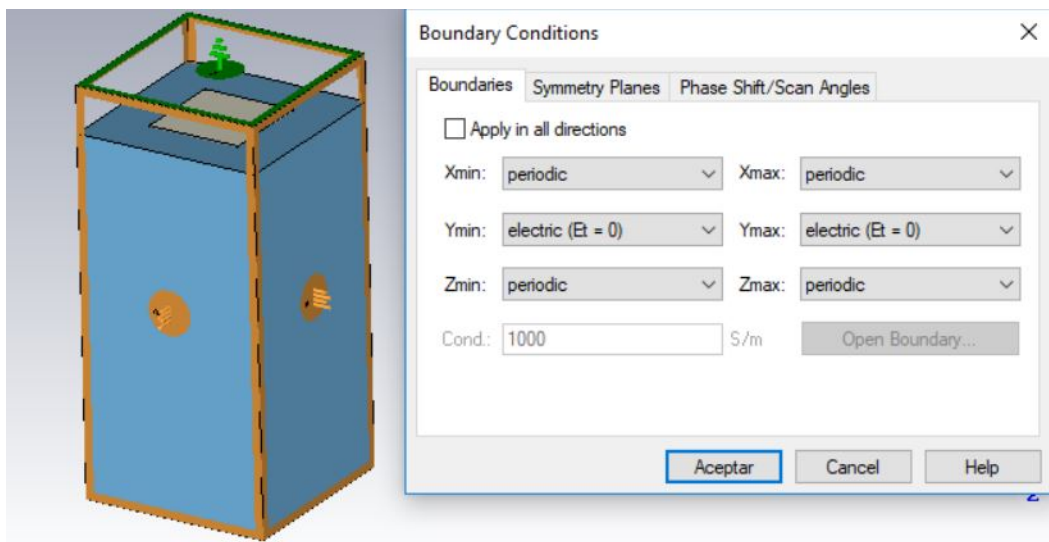


Fig. 5.5. Condiciones de contorno en los pines

La altura de los pines es un factor clave para el correcto funcionamiento de las nuevas paredes. Como se ha explicado tiene que tener un valor en torno a  $\frac{\lambda}{4}$ . Para conseguir unas dimensiones parecidas a la guía de ondas, se ha elegido un **gap** (distancia entre los pines y la placa superior metálica) de 0.5 mm y una **altura de los pines** de 3.818 mm, siendo un valor aproximado al teórico.

$$\lambda = \frac{c}{f} = 12,5 \text{ mm}$$

$$alturadelospinesteorica = \frac{\lambda}{4} = 3,125 \text{ mm} \quad (5.1)$$

$$alturadelospinesutilizada = 3,818 \text{ mm}$$

Si se suma la altura de los pines más el *gap* utilizado obtenemos una altura de guía de:

$$b = 0,5 + 3,818 = 4,318 \text{ mm}$$

siendo el mismo valor utilizado en la tecnología basada en guía de ondas.

Otras de las dimensiones importantes para las filas de pines es la **anchura de pin** y el **periodo entre ellos**, debido a que si la separación es muy justa entre ellos, tendrán una difícil fabricación porque las distancias serán muy pequeñas.

$$\text{anchura de pin} = 1 \text{ mm}$$

$$\text{periodo} = 2 \text{ mm}$$

El periodo es medido desde el centro de cada pin, por tanto según los valores utilizados tenemos una distancia entre pines de 1 mm que utilizaremos siempre que sea posible.

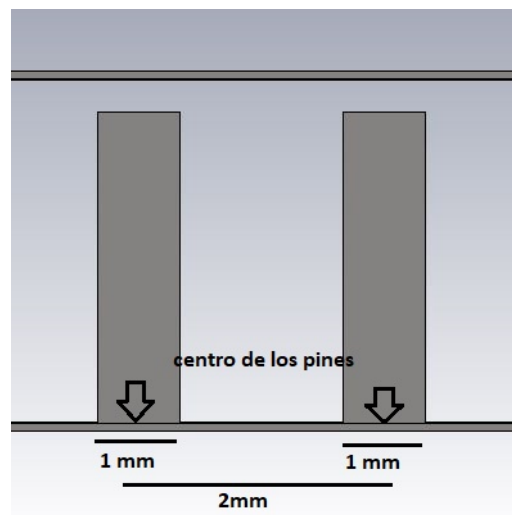


Fig. 5.6. Distancias entre pines

A partir de estas dimensiones se procede a comprobar el diagrama de dispersión resultante. Para ello se simula una fila de pines infinita mediante el simulador, siendo la estructura de los pines representada en la siguiente figura. Definiendo las tapas metálicas inferior y superior en las condiciones de contorno de la fig. 5.5.

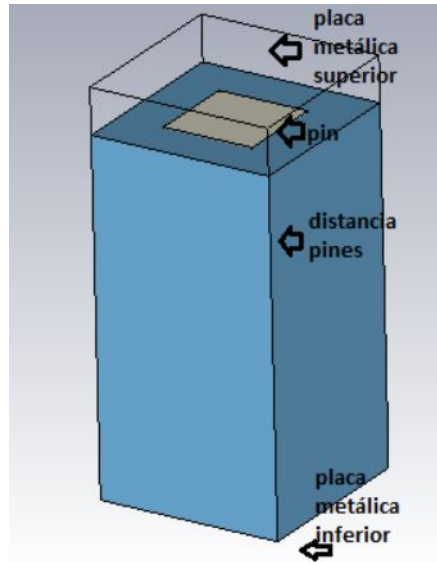


Fig. 5.7. Estructura de los pines utilizada en la simulación

Para comprobar que la fila de pines actúa de forma adecuada hay que comprobar los **diagramas de dispersión** para las diferentes pruebas de los pines.

El diagrama de dispersión se basa en una representación de los modos en una guía de ondas en función de la pulsación angular  $\omega$  frente a la constante de propagación  $\beta$ . Como se explicó en el capítulo de antena ranurada, los modos se excitan cuando la frecuencia de trabajo es mayor que la frecuencia de corte del modo. Sin embargo, el modo *TEM* no necesita frecuencia de corte, sino que cuando existe una diferencia de potencial dicho modo se propaga a través de la línea. En los diagramas de dispersión aparecen representados el modo dominante y los modos inmediatamente superiores. El diagrama comienza para cada modo según cual sea su frecuencia de corte  $\omega_c$ . Fijada la frecuencia de corte aparece el concepto de **velocidad de fase**. [45]

Dependiendo la velocidad de fase de la  $\lambda_{guia}$  debido a que:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{guia}} \quad (5.2)$$

Siendo  $\lambda_{guia}$  un parámetro muy importante para el diseño de la antena ranurada ya que de este parámetro dependen los máximos de la onda estacionaria y por tanto la radiación de la antena.

Para comprobar que las filas de pines para la frecuencia de trabajo de 24 GHz tienen una función de forma similar a las paredes de la guía, no se debe propagar ningún modo en dicha frecuencia. Para comprobarlo se crea a través del simulador el diagrama de dispersión para las dimensiones de los pines descritas.

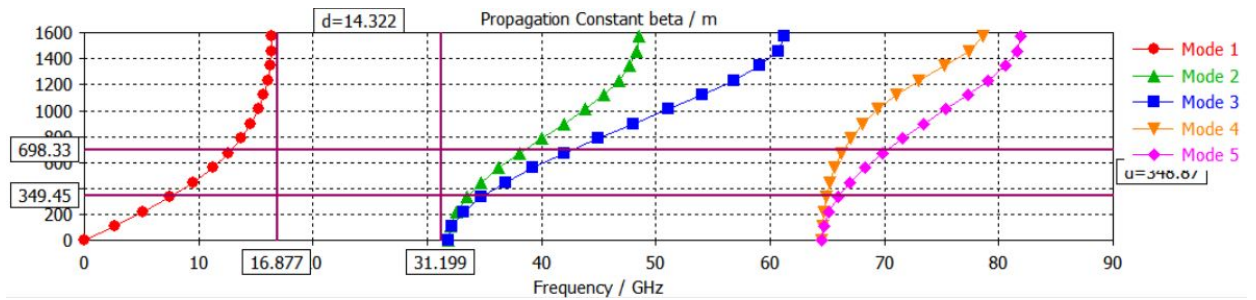


Fig. 5.8. Diagrama de dispersión para las dimensiones de los pines descritas

Se puede observar que para frecuencias inferiores a la frecuencia de corte del primer modo aparece representado en el diagrama de dispersión el modo *TEM*. Esto es debido a que la fila de pines aún no actúa como un PMC, ya que para ello se necesita alcanzar una altura de pin que depende de la frecuencia a la que se esté trabajando. Al no actuar como PMC, tenemos dos placas metálicas paralelas que crean una diferencia de potencial, por esta razón la aparición de dicho modo. Una vez alcanzada la altura de pin necesaria, se observa en el diagrama anterior que existen una serie de frecuencias en las que no se propaga ningún modo comportándose como paredes que confinan la energía y por tanto ayudando a crear las guías de ondas. Es importante que una de estas frecuencias sea la frecuencia de trabajo como se observa en el diagrama para el correcto funcionamiento. La *stopband* en diagrama de radiación presente tiene un conjunto de frecuencias desde aproximadamente 17 GHz hasta los 31 GHz, estando la frecuencia de trabajo de 24 GHz dentro del margen (fig. 5.8). El tamaño de la misma depende del *gap*, siendo mayor cuanto menor es su tamaño [12]. Se demuestra a partir de las siguientes simulaciones:

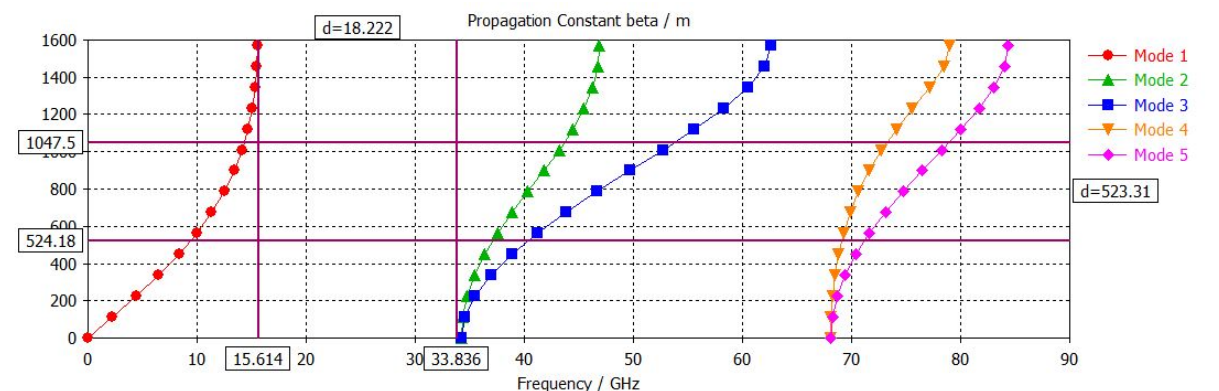


Fig. 5.9. Diagrama de dispersión para un gap de 0.3 mm

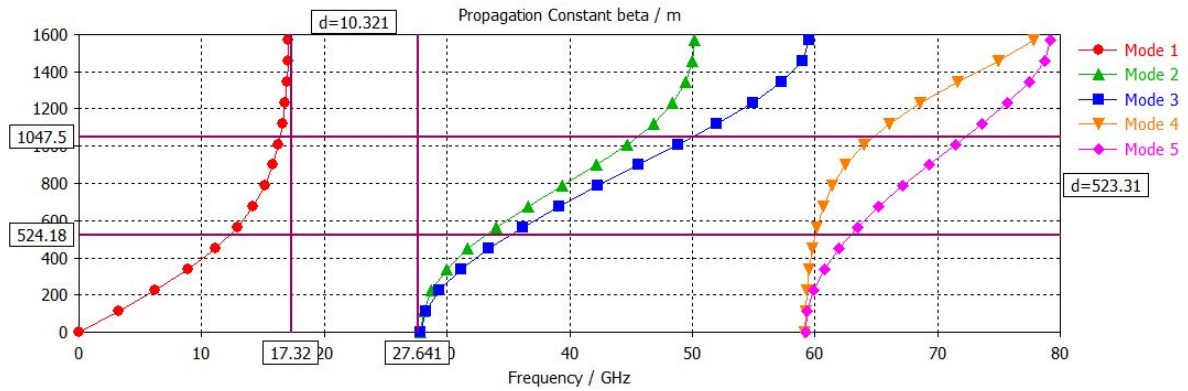


Fig. 5.10. Diagrama de dispersión para un gap de 1 mm

Los diagramas de dispersión anteriores (fig. 5.9 y fig. 5.10) han sido simulados con las características de los pines descritas anteriormente y modificando el tamaño del *gap* de 0.5 mm a 0.3 mm y 1 mm respectivamente.

Se puede observar que para un *gap* menor, la *stopband* es mayor que para un *gap* mayor, coincidiendo con la teoría.

- Ancho de banda para la *stopband* con un *gap* de 0.3 mm = 18.216 GHz
- Ancho de banda para la *stopband* con un *gap* de 1 mm = 10.321 GHz

## 5.2. Antena ranurada

### 5.2.1. Simulaciones para una fila de pines

Para empezar a comprobar que la tecnología *Gap Waveguide* se pueda utilizar en el trabajo, se cambian las paredes de la antena ranurada por las filas de pines descritas en la sección anterior. Es importante mantener las dimensiones de la antena para que no cambien los resultados requeridos.

La antena es diseñada con un cortocircuito al final con el objetivo de crear una onda estacionaria en el interior y así poder alimentar las ranuras. Para seguir cumpliendo lo comentado es necesario poner dos filas de pines al final de la misma para crear la misma condición de cortocircuito y la antena poder seguir radiando como se espera.

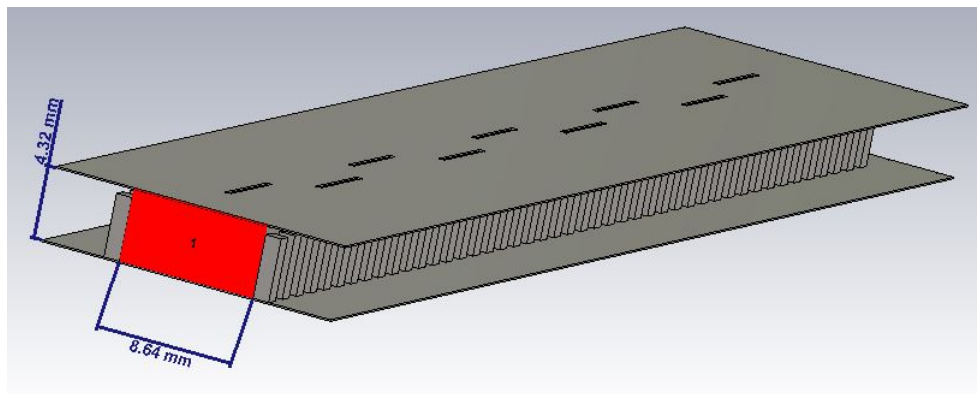


Fig. 5.11. Antena ranurada con 1 fila de pines

En la figura anterior fig. 5.11 se muestra la antena ranurada y las dimensiones transversales de la guía, que como se puede comprobar son las mismas que para la tecnología basada en guía de ondas.

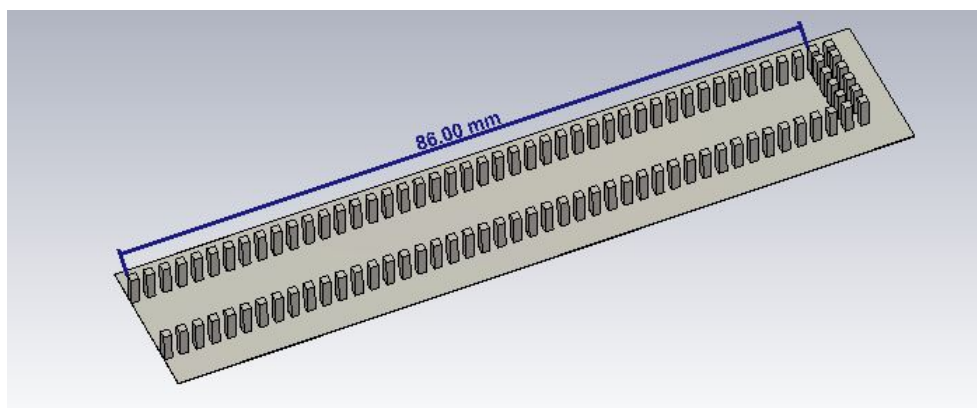


Fig. 5.12. Distribución de pines para la antena ranurada con una fila de pines

En fig. 5.12 se muestra la distribución de los pines, observando que para crear el cortocircuito se han utilizado dos filas de pines, con una longitud de guía de 86 mm coincidiendo con el diseño de la antena en guía de ondas.

Los valores de los parámetros utilizados en las simulaciones son los siguientes:

- Posición de las ranuras diseñadas en capítulo 1.
- Longitud de la antena = 86 mm.
- Dimensiones de la guía de ondas:  $a = 8.636$  mm y  $b = 4.318$  mm.
- Altura del pin = 3.818 mm.
- Anchura del pin = 1 mm.
- Periodo de separación de pines = 2 mm.
- $Gap = 0.5$  mm.
- Separación de los pines = 1 mm.
- Cortocircuito mediante dos filas de pines y paredes de la guía creadas con una fila de pines.

Manteniendo las dimensiones del diseño de la antena ranurada.

Al igual que para la tecnología basada en guía de ondas el primer resultado a examinar serían los **parámetros S**.

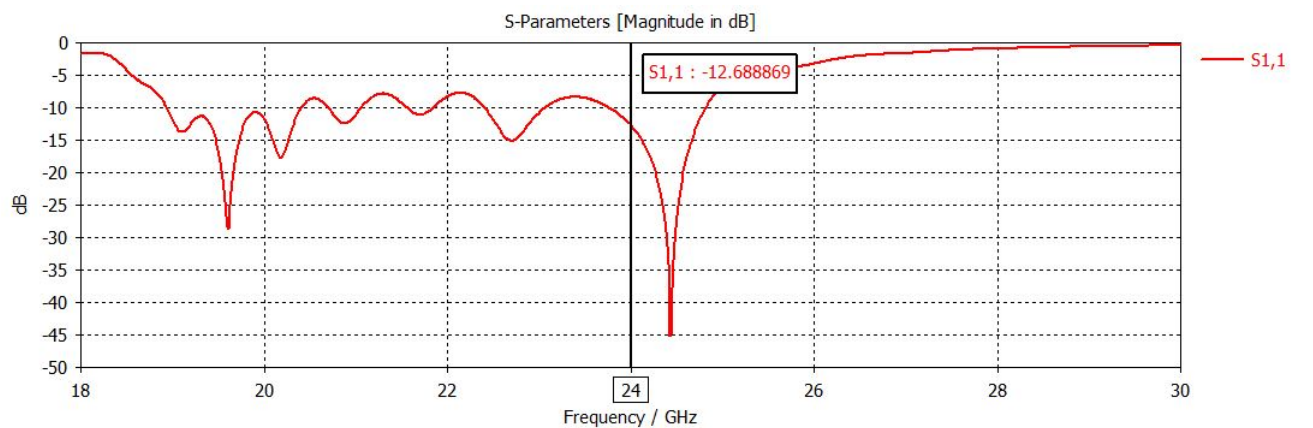


Fig. 5.13. Parámetro  $S_{11}$  de la antena ranurada con una fila de pines

Se puede comprobar en fig. 5.13 que el valor es inferior a -10 dB, considerando a la antena adaptada. Como se puede observar no es el mejor valor de adaptación, siendo la frecuencia de 24.4 GHz aproximadamente el mejor resultado.

$$-12,68 \text{ dB} < -10 \text{ dB}$$



El siguiente resultado a comprobar es el **diagrama de radiación**.

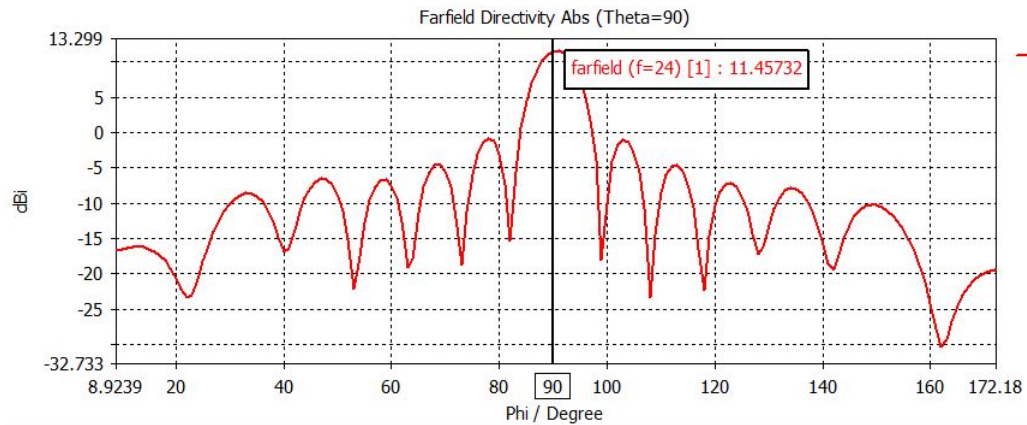


Fig. 5.14. Diagrama de radiación de la antena ranurada con una fila de pines

En fig. 5.14 se muestra que es *broadside* y la directividad tiene un valor de 11.5 dBi. A pesar de que para el coeficiente de reflexión obtenemos un mejor resultado para una frecuencia de trabajo mayor, para la directividad no ocurre lo mismo.

El ancho de haz calculado a partir de la siguiente figura:  $BW = (90 - 81,915) + (99,098 - 90) = 17,18^\circ$

Obteniendo unos resultados muy parecidos con respecto a la antena diseñada en guía de ondas.

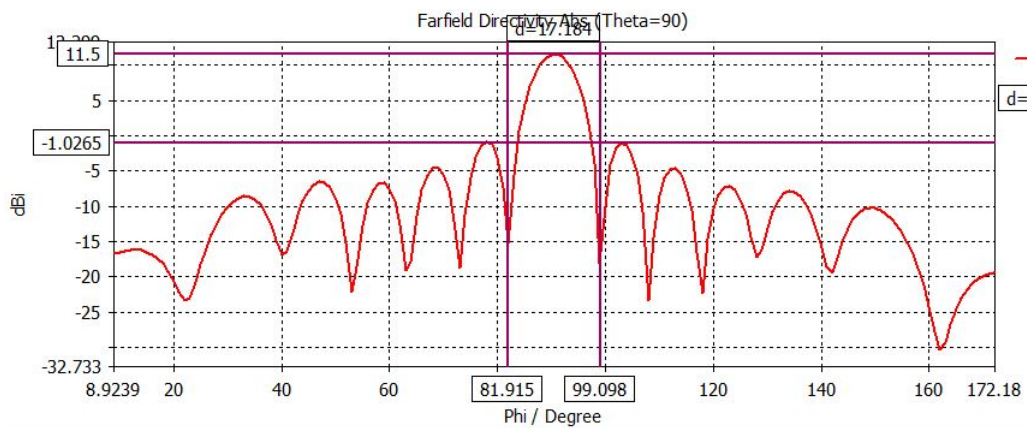


Fig. 5.15. Ancho de haz principal con una fila de pines

De la figura anterior podemos obtener la relación del lóbulo principal-secundario.

$$RelacionLobuloPrincipal - Secundario = 11,5 + 1,03 = 12,53dB$$



Otro de los resultados a comprobar son las **fases y amplitudes** procedentes de las ranuras de la antena. En los siguientes resultados se comprobará que ambas dan unos valores uniformes para cumplir con los requisitos requeridos del diseño.

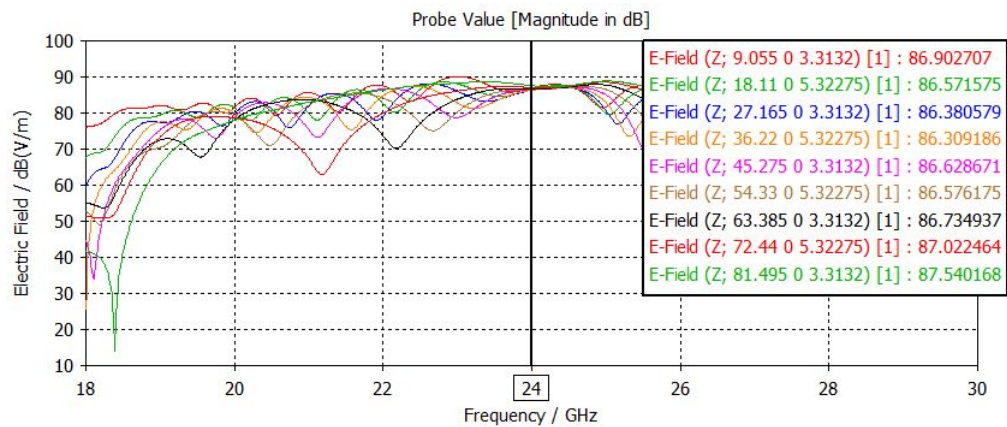


Fig. 5.16. Amplitudes de las ranuras con una fila de pines a 24 GHz

Aportando unas amplitudes muy uniformes para la frecuencia de operación como se puede observar en fig. 5.16.

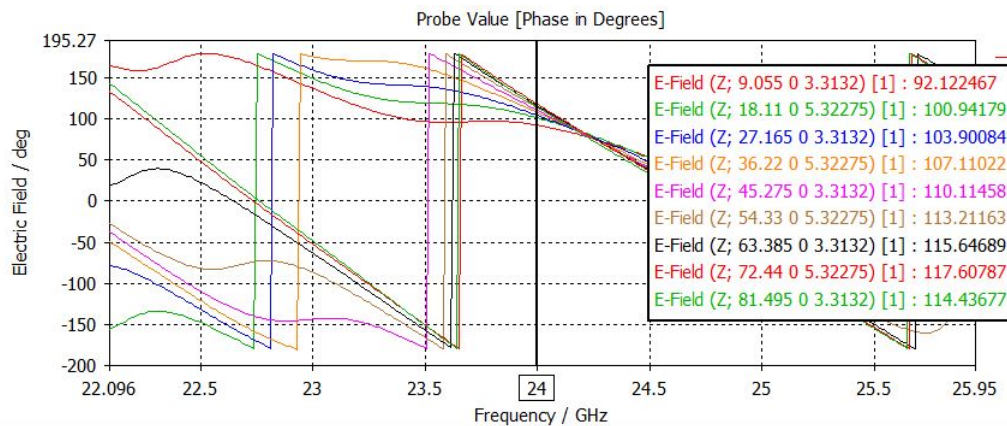


Fig. 5.17. Fases de las ranuras con una fila de pines a 24 GHz

En cuanto a las fases (fig. 5.17) a pesar de que la uniformidad a la frecuencia de trabajo es aceptable, no es una de las mejores frecuencias como ocurre para las amplitudes, siendo dicha frecuencia la representada en fig. 5.18. Esto también ocurre para el diseño en tecnología basada en guía de ondas, por tanto, no es problema de la nueva implementación.

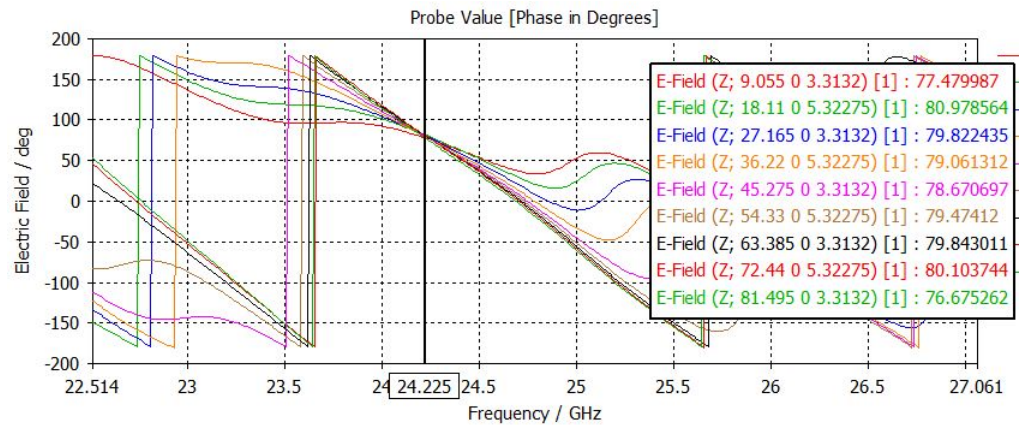


Fig. 5.18. Fases de las ranuras con una fila de pines a la mejor frecuencia

Para comprobar que el campo es confinado a través de las filas de pines, se calcula el campo E en el plano horizontal de la antenna como se puede observar en la siguiente figura.

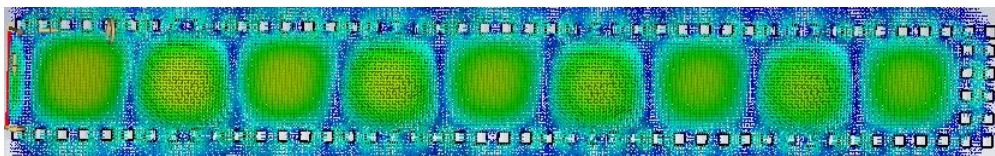


Fig. 5.19. Campo E en el plano horizontal de la antenna con 1 fila de pines

Se puede afirmar según los resultados obtenidos, que la implementación de la nueva tecnología funciona correctamente para el diseño de la antenna ranurada.

### 5.2.2. Simulaciones para dos filas de pines

Se prueba a simular la antenna con las mismas características descritas anteriormente, pero ahora con **dos filas** de pines para comprobar si los resultados cambian.

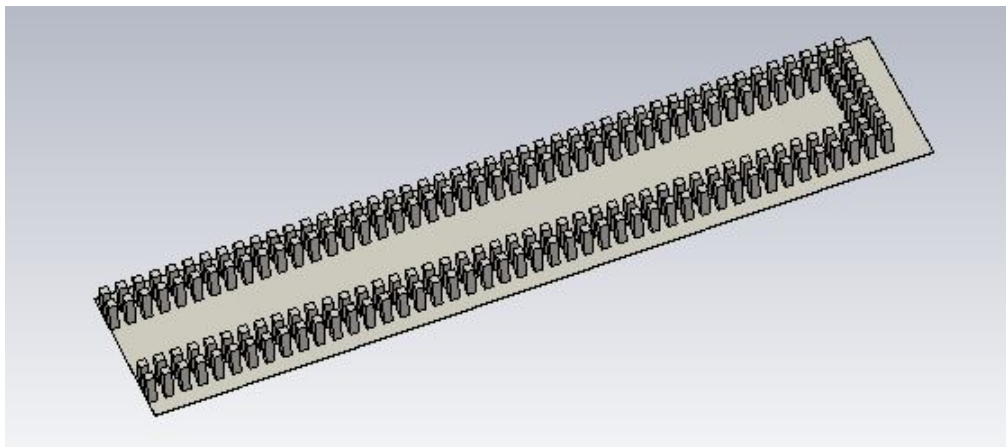


Fig. 5.20. Distribución de pines para la antenna ranurada con dos filas de pines

El primer resultado a comprobar es el **coeficiente de reflexión** o  $S_{11}$  en el puerto de alimentación.

Se observa en la siguiente figura (fig. 5.21) que para la frecuencia de trabajo da un valor inferior a -10 dB, pudiendo considerar la antena adaptada. Igual que ocurría con una fila de pines no es el mejor valor de adaptación, siendo este para una frecuencia de 24.3 GHz aproximadamente cercana a la de trabajo.

$$-12,25dB < -10dB$$

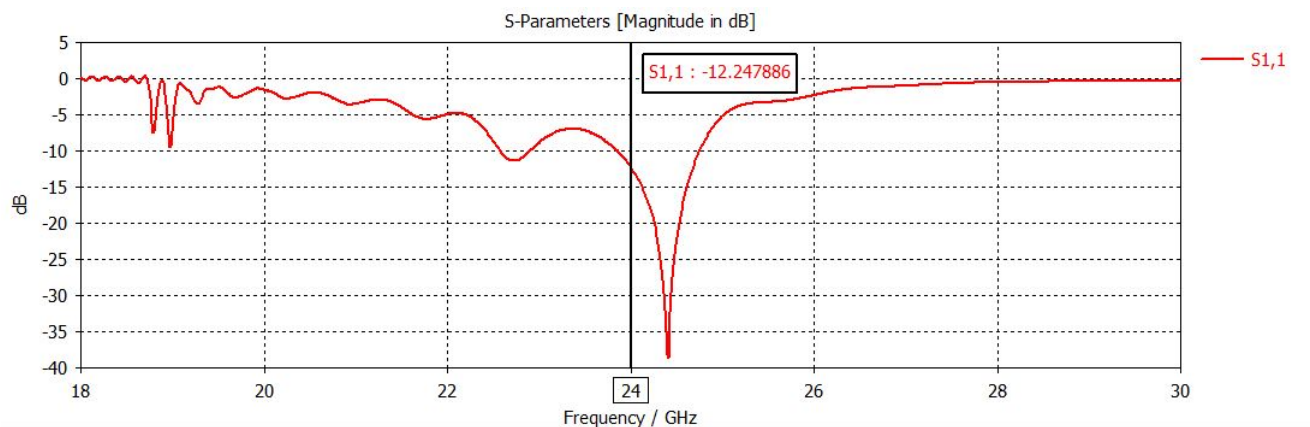


Fig. 5.21. Parámetro  $S_{11}$  de la antena ranurada con dos filas de pines

Continuando con el **diagrama de radiación** (fig. 5.22), se comprueba que es *broad-side*, la directividad tiene un valor de 11.6 dBi. Aportando unos resultados prácticamente iguales que para el caso de 1 fila de pines.

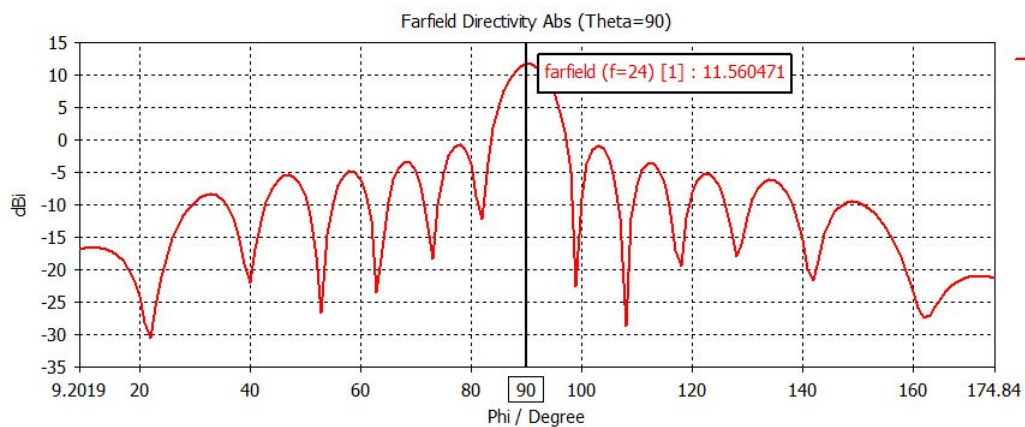


Fig. 5.22. Diagrama de radiación de la antena ranurada con dos filas de pines

Para calcular el ancho de haz del lóbulo principal nos basamos a través de la siguiente figura:

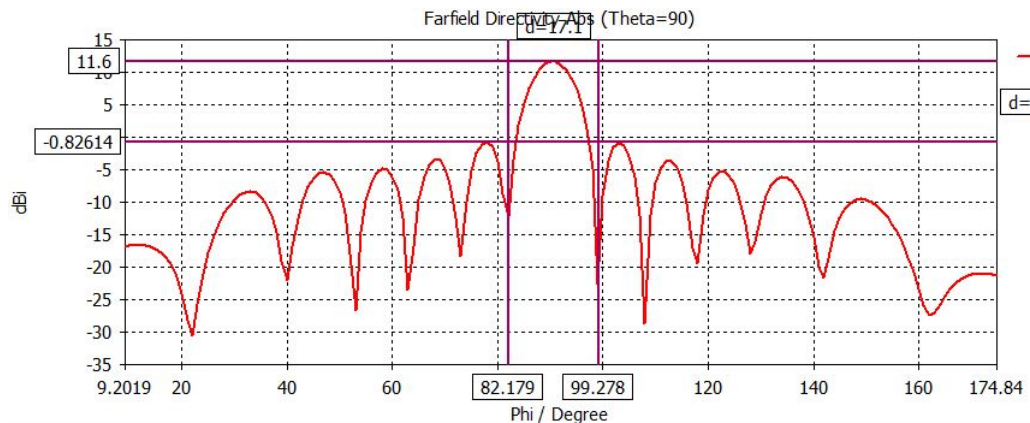


Fig. 5.23. Ancho de haz principal con dos filas de pines

$$BW = (90 - 82,179) + (99,278 - 90) = 17,1^\circ$$

En donde también podemos calcular la relación lóbulo principal-secundario:

$$RelacionLobuloPrincipal - Secundario = 11,6 + 0,83 = 12,43dB$$

Otro parámetro a comprobar son las **fases y amplitudes** de cada una de las ranuras.

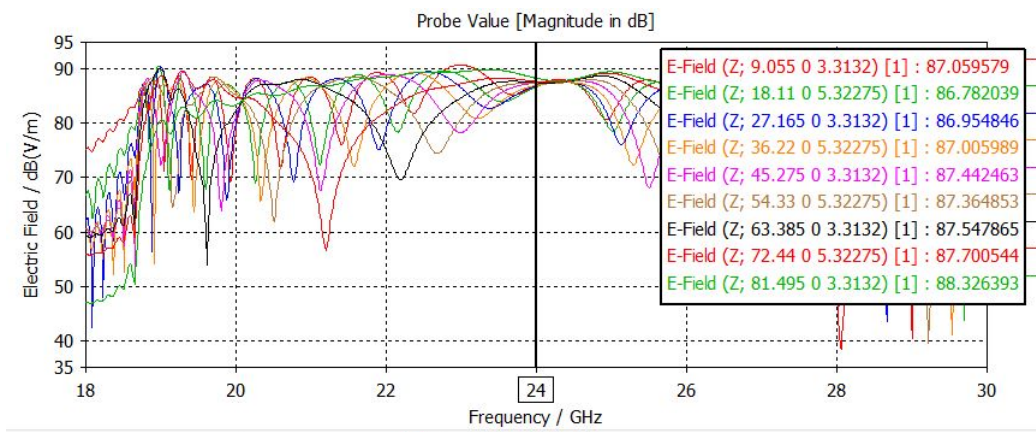


Fig. 5.24. Amplitudes de las ranuras con dos filas de pines a 24 GHz

En cuanto a las amplitudes como se observa en fig. 5.24 dan unos valores muy uniformes y parecidos con respecto a las simulaciones con una fila de pines anteriores.



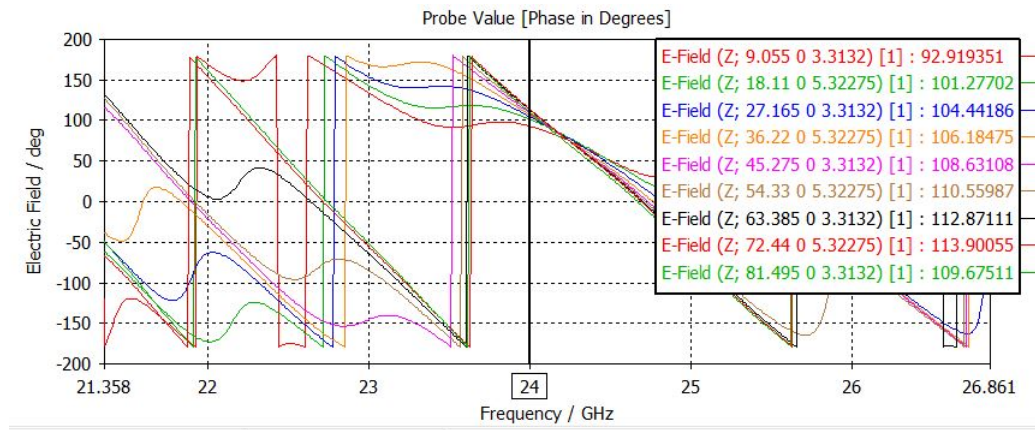


Fig. 5.25. Fases de las ranuras con dos filas de pines a 24 GHz

Para las fases (fig. 5.25) ocurre lo mismo que en las simulaciones descritas en la sección anterior, dan un valor considerado aceptable a la frecuencia de trabajo, sin embargo, para una frecuencia superior (fig. 5.26) se obtienen unos resultados mejores.

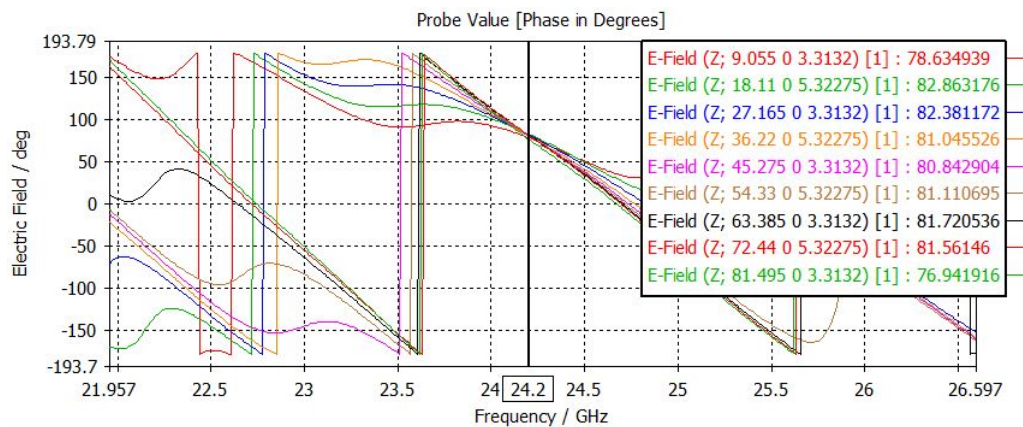


Fig. 5.26. Fases de las ranuras con dos filas de pines a la mejor frecuencia

Como se puede observar los resultados obtenidos con una y dos filas de pines separados periódicamente son prácticamente iguales. No obstante, se puede observar en la siguiente figura que el campo del modo  $TE_{1,0}$  confinado entre las filas de pines ha perdido menos energía que el representado solo con 1 fila (fig. 5.19).

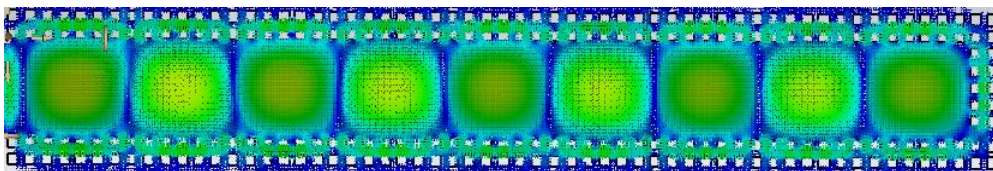


Fig. 5.27. Campo E en el plano horizontal de la antenna con dos filas de pines

Se pierde parte de la energía del campo en la primera fila de pines, pero no traspasa la segunda fila.

### 5.2.3. Conclusiones

Según los resultados obtenidos se puede afirmar que la tecnología *Groove* es un buen equivalente de la tecnología basada en guía de ondas, ya que, confina el campo en el interior de la antena. Aparte de los resultados, la principal demostración del correcto funcionamiento han sido los diagramas de dispersión, en el cual se demuestra que los pines actúan como paredes de la guía de ondas rectangular tradicional puesto que para la frecuencia de trabajo no existe ningún modo propagándose.

A continuación se muestra los resultados obtenidos según las simulaciones obtenidas por una y por dos filas de pines.

TABLA 5.1. COMPARACIÓN DE RESULTADOS A PARTIR DE LAS FILAS DE PINES UTILIZADAS

	1 fila	2 filas
$S_{11}$	-12.68 dB	-12.24 dB
Directividad	11.5 dB	11.6 dB
Ancho de haz	17,18°	17,10°
Relación lóbulo principal-secundario	12.53 dB	12.43 dB
Amplitudes	uniformes	uniformes
Fases	uniformes	uniformes

Los resultados obtenidos son muy parecidos para una y dos filas de pines, pero para dos filas de pines se obtiene una directividad 0.1 dB mejor, lo que conlleva a un ancho de lóbulo principal menor.

Para comprobar si ambas tecnologías son equivalentes se hace una comparación como se muestra en la siguiente tabla.

TABLA 5.2. COMPARACIÓN DE RESULTADOS DE LA ANTENA RANURADA EN TECNOLOGÍA GROOVE Y GUIADA

	Guiada	2 filas
$S_{11}$	-27.55 dB	-12.24 dB
Directividad	16.26 dB	11.6 dB
Ancho de haz	16,94°	17,10°
Relación lóbulo principal-secundario	13 dB	12.43 dB
Amplitudes	uniformes	uniformes
Fases	uniformes	uniformes

Como se comprueba en la tabla 5.2 los resultados a pesar de ser aceptables para ambas tecnologías, empeoran para el caso de la tecnología *Groove*. El resultado más significativo en la comparación de ambas tecnologías es la directividad, ya que disminuye casi 5 dB. Para detectar esta caída se comprueba que los máximos de las ondas estacionarias, se encuentren en la posición de las ranuras. Una vez comprobado, se observa el diagrama de radiación en donde aparecen lóbulos radiando en direcciones no deseadas, esto es porque se propaga campo en la tapa superior de la antena donde se encuentran las ranuras. Para mejorar dicha caída se procede al diseño de **corrugaciones** [46] que impedirán la aparición de los lóbulos comentados.

En el capítulo de fabricación del proyecto se detalla dicho diseño y se demuestra el aumento de directividad, pudiendo concluir que la tecnología *Gap Waveguide* funciona correctamente confinando el campo en el interior de la guía.

### 5.3. Acoplador Riblet

Para el diseño del acoplador Riblet en tecnología *Groove*, se han partido de las dimensiones obtenidas en tecnología basada en guía de ondas. Cabe destacar que para obtener que el divisor de potencia esté adaptado se han modificado las dimensiones a través del simulador para conseguir unos mejores resultados. Esto es debido a que las filas de pines permiten una peor flexibilidad a la hora de diseñar las paredes laterales en forma de ‘V’. Las dimensiones que más afectan para el correcto funcionamiento del acoplador son las que definen la región de acoplo, siendo éstas las modificadas según los resultados obtenidos a partir del simulador.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos producidos por una y dos filas de pines.

#### 5.3.1. Simulaciones para una fila de pines

Los valores utilizados para comprobar el funcionamiento del acoplador con una fila de pines son los siguientes:

- Longitud del acoplador = 35.6 mm.
- $L = 16$  mm.
- $c = 12.9$  mm.
- $d = 15$  mm.
- Altura del pin = 3.818 mm.
- Anchura del pin = 1 mm.
- Periodo de separación de pines = 1 mm.
- Gap = 0.5 mm.
- Separación de los pines = 2 mm.
- Guía de ondas WR34 ( $a = 8.636$  mm,  $b = 4.318$  mm).

Para que la diferencia de fase entre las salidas del acoplador sea la deseada, hay que calcularla a partir de la ecuación (3.17), la cual depende de una dimensión del acoplador. Dicha dimensión en guía de ondas da un valor de  $L = 15,6\text{mm}$  como se detalla en el capítulo 3. Para tecnología *Groove*, conseguimos a través de la fila de pines un valor de  $L = 16\text{mm}$ , puesto que, un valor exacto no es posible por las dimensiones y separación de los mismos.



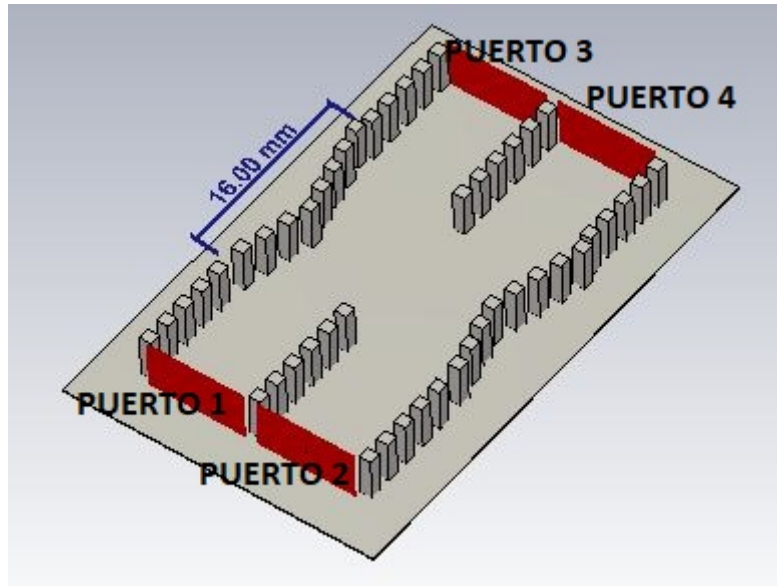


Fig. 5.28. Longitud L en tecnología Groove

Las dimensiones  $c$  y  $d$  que definen la región de acoplo también se han mantenido todo lo posible según el diseño en guía de ondas, siendo  $c = 11,70\text{mm}$  y  $d = 15\text{mm}$  y para la tecnología Groove  $c = 12,9\text{mm}$  y  $d = 15\text{mm}$ . Esta pequeña modificación permite obtener unos mejores resultados.

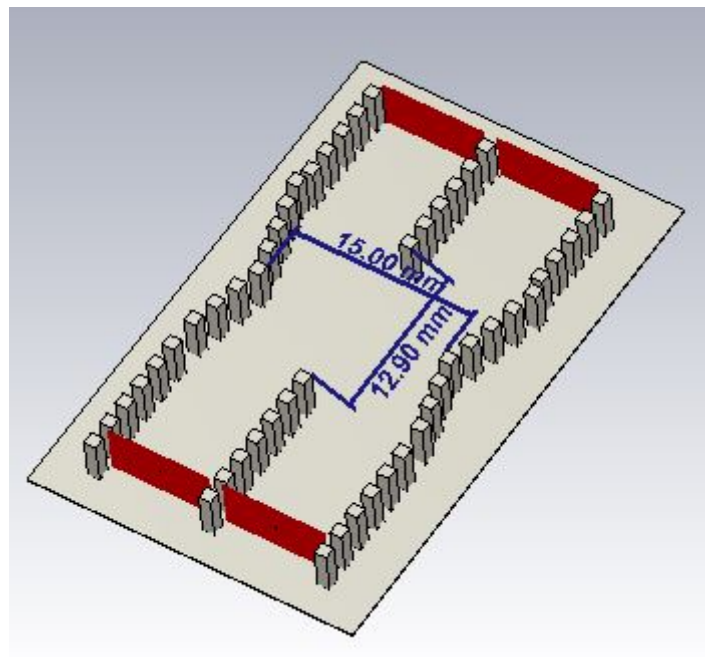


Fig. 5.29. Dimensiones de la zona de acoplo en tecnología Groove

Para el resto de dimensiones también se han intentado mantener como se puede observar en la siguiente figura y comprobar con fig. 3.27. Proporcionando para las dimensiones mostradas los mejores resultados, descritos a continuación.

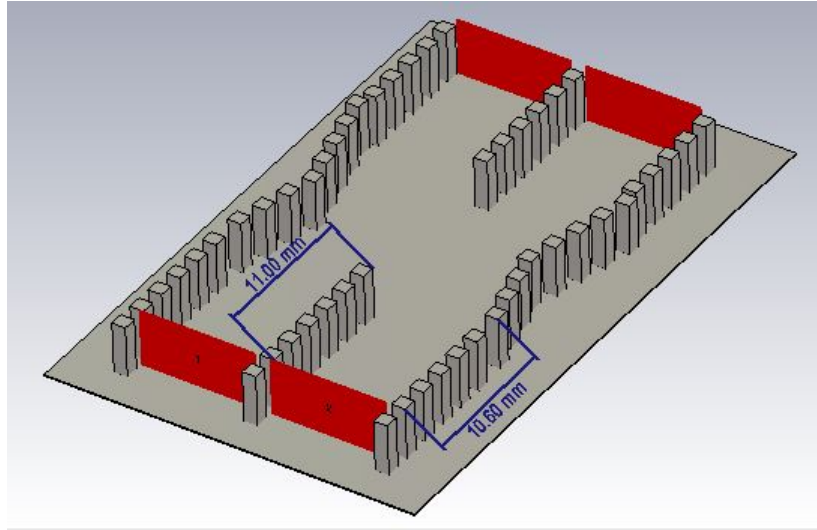


Fig. 5.30. Resto de dimensiones en tecnología Groove

Con las dimensiones explicadas se procede a comprobar los resultados obtenidos. Según la distribución de puertos mostrados en fig. 5.28 e insertando toda la energía por el **puerto 1**, se obtienen los **parámetros S** mostrados en las siguientes figuras.

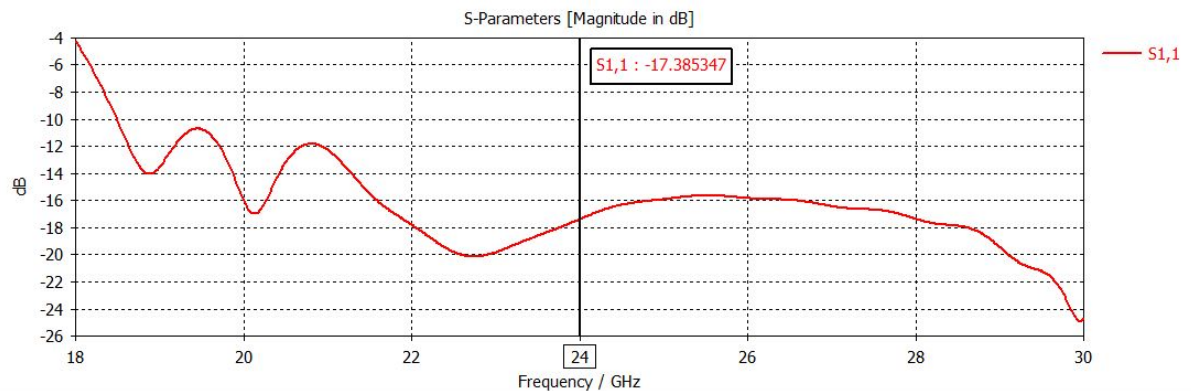


Fig. 5.31. Parámetro  $S_{11}$  en tecnología Groove con 2 filas de pines

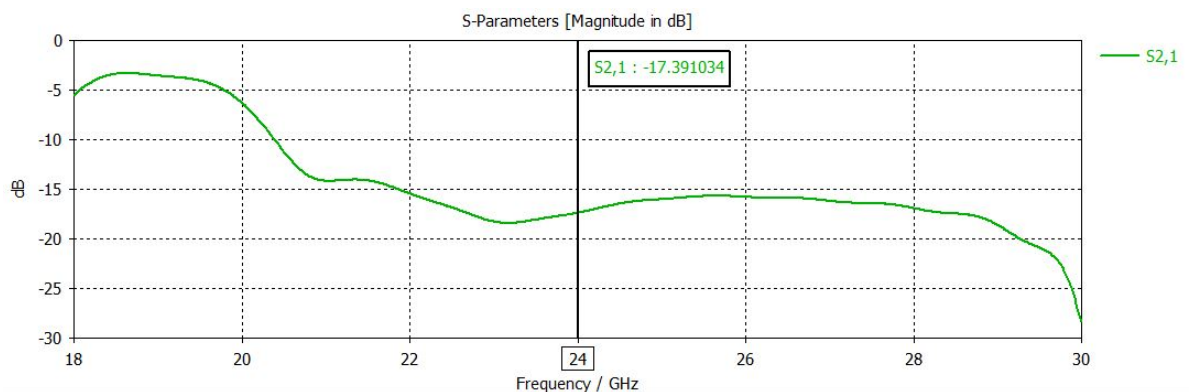


Fig. 5.32. Parámetro  $S_{21}$  en tecnología Groove con una fila de pines

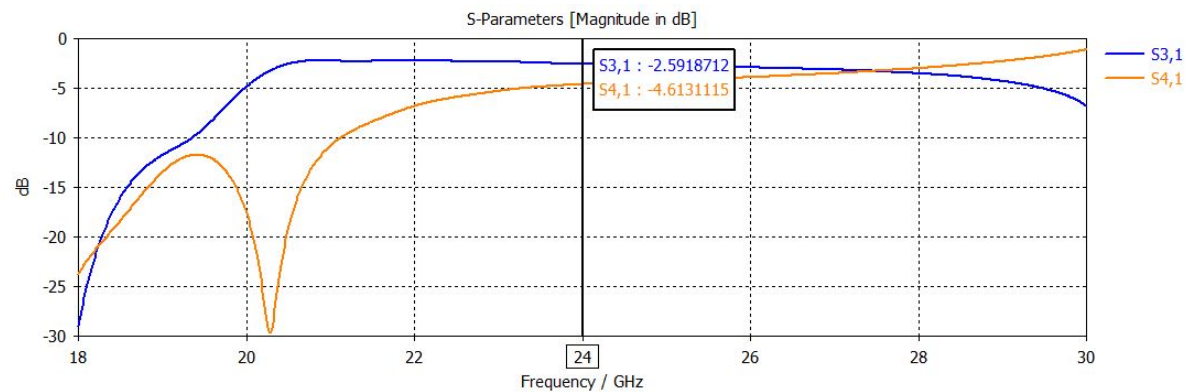


Fig. 5.33. Parámetros  $S_{31}$  y  $S_{41}$  en tecnología Groove con una fila de pines

Se puede comprobar que los resultados son óptimos, obteniendo unos resultados aceptables, ya que están en torno -2 y -5 dB para los parámetros de transmisión y por debajo de -10 dB para el resto de parámetros.

El siguiente resultado importante es el **desfase** de las salidas del acoplador.

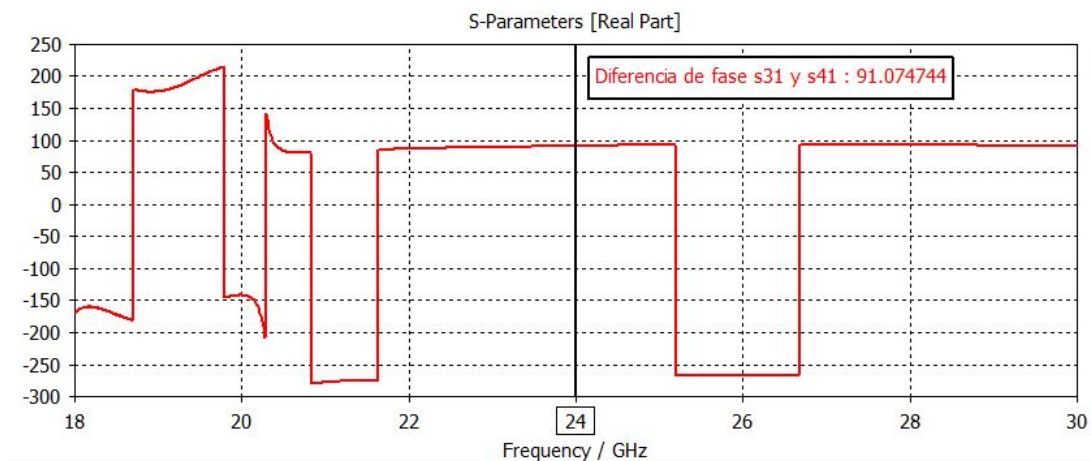


Fig. 5.34. Diferencia de fase  $S_{31}$  y  $S_{41}$  en tecnología Groove con una fila de pines

Obteniendo un valor de  $90^\circ$  aproximadamente, considerando por tanto que el diseño del acoplador en tecnología *Groove* muy aceptable.

Para finalizar con los resultados obtenidos a partir de una fila de pines, se examina si el reparto de energía es el correcto a través de la simulación del campo E en plano horizontal del acoplador en dB.

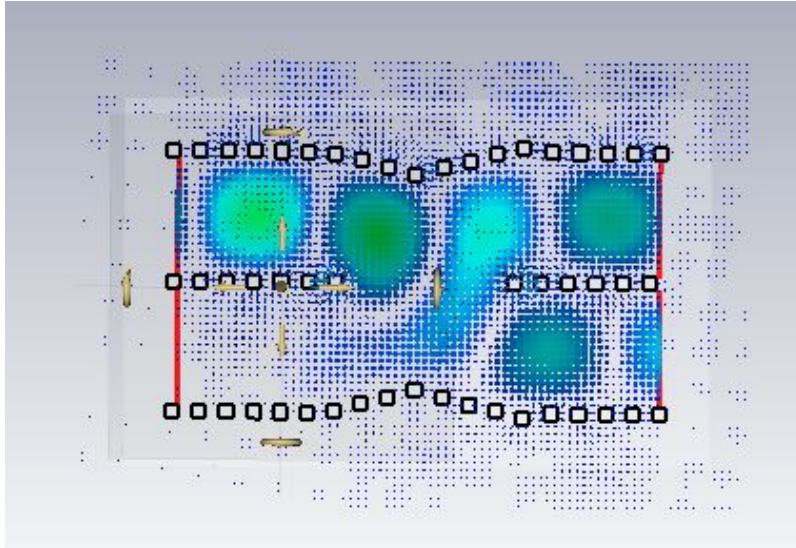


Fig. 5.35. Reparto de energía puerto 1 en tecnología Groove con una fila de pines

### 5.3.2. Simulaciones para dos filas de pines

Se comprueban los mismos resultados para dos filas de pines con el objetivo de obtener unos mejores resultados debido a que el campo en el interior del acoplador se encuentra más confinado. Siendo el diseño de los pines el mismo que en el caso anterior.

En la siguiente figura se puede observar que las dimensiones del acoplador se mantienen, siendo la única diferencia la anchura puesto que ahora separan las guías dos filas de pines. También se muestra la distribución de puertos, siendo la misma que para una fila de pines.

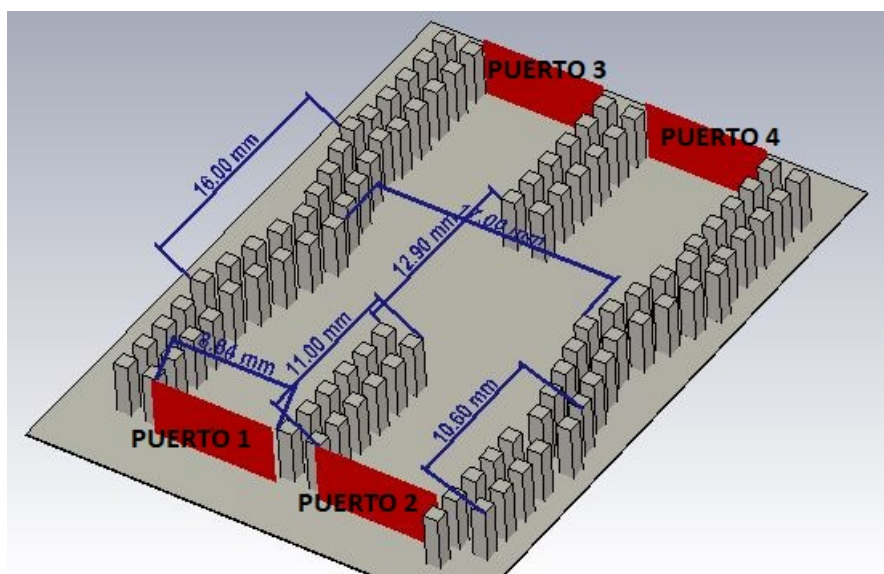


Fig. 5.36. Acoplador con dos filas de pines

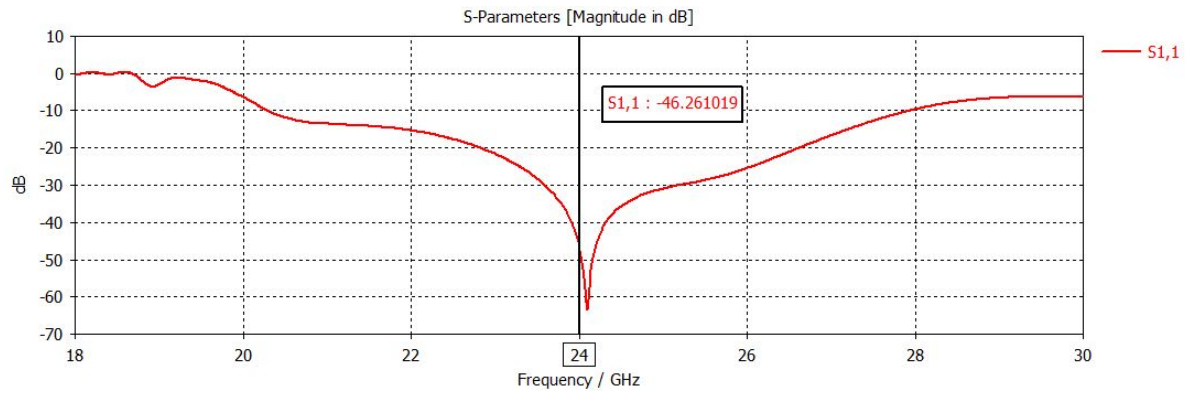


Fig. 5.37. Parámetro  $S_{11}$  en tecnología Groove con dos filas de pines

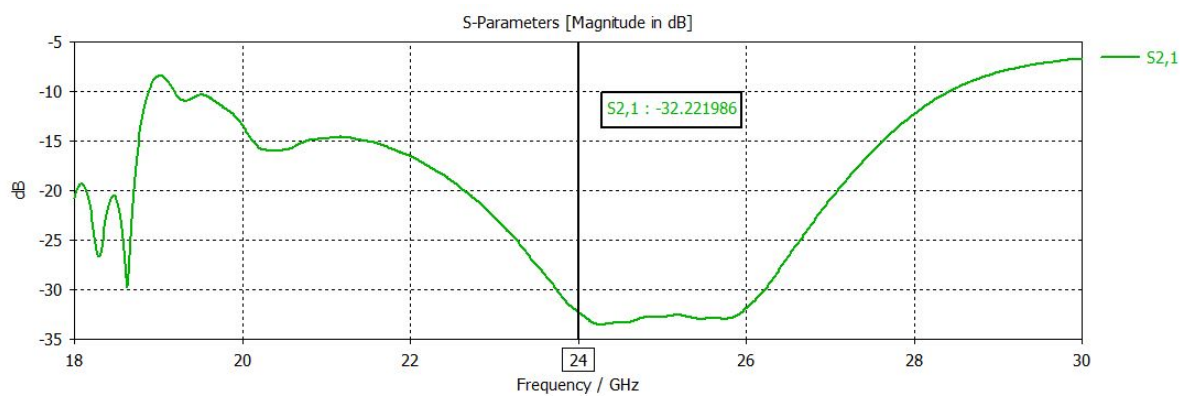


Fig. 5.38. Parámetro  $S_{21}$  en tecnología Groove con dos filas de pines

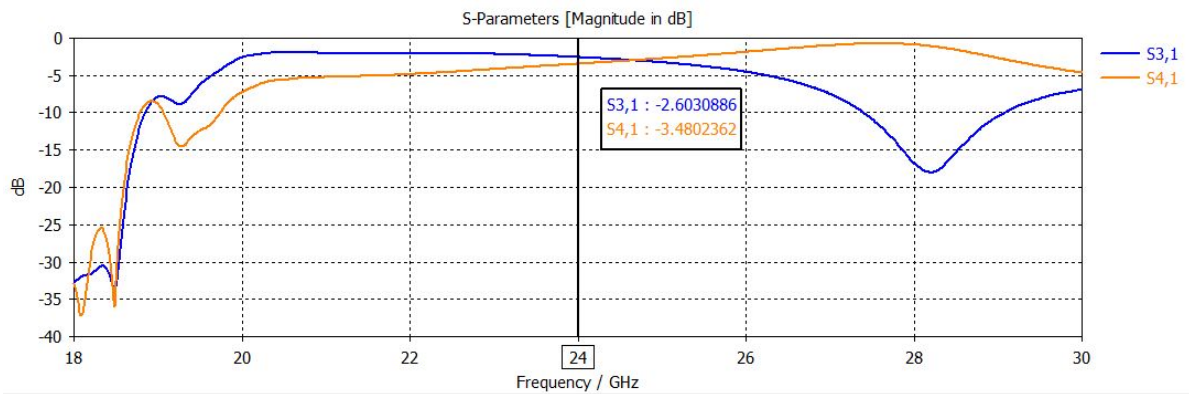


Fig. 5.39. Parámetros  $S_{31}$  y  $S_{41}$  en tecnología Groove con dos filas de pines

Se comprueba a través de los resultados anteriores que el coeficiente de reflexión en el puerto 1, se encuentra totalmente adaptado ya que su valor es aproximadamente 5 veces menor que -10 dB. Y el puerto 2 muy desacoplado del puerto 1 con un valor  $S_{21} = -32.22$  dB. (fig. 5.37 y fig. 5.38)

Las amplitudes se encuentran más uniformes para la frecuencia de operación que en el caso de una fila de pines, con unos valores próximos a -3 dB que ayudará a que la adaptación con la antena tenga un valor aceptable. (fig. 5.39)



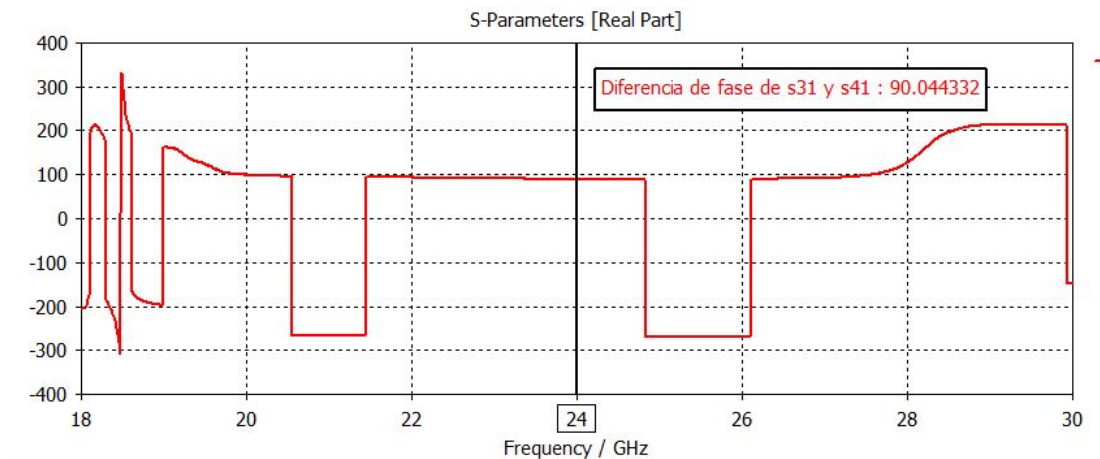


Fig. 5.40. Diferencia de fase  $S_{31}$  y  $S_{41}$  en tecnología Groove con dos filas de pines

El desfase a las salidas del acoplador se puede observar en fig. 5.40, donde para la frecuencia de operación obtenemos el valor deseado.

Por último, se revisa que la energía insertada por el puerto 1 del acoplador se divide adecuadamente a través de una captura en el plano horizontal del campo E en dB.

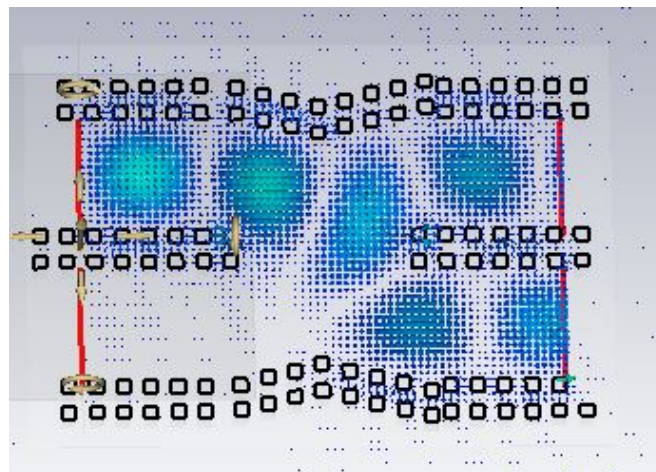


Fig. 5.41. Reparto de energía puerto 1 en tecnología Groove con dos filas de pines

Se observa en fig. 5.41 que se divide mejor la energía y se refleja menos en el puerto 2 como también se ha visto en los parámetros S que con una sola fila.

Para poder afirmar el correcto funcionamiento del Riblet, se deben de comprobar los mismos resultados descritos al insertar energía en el puerto 1 para el **puerto 2** ya que ambos puertos se utilizarán para alimentar al sistema monopulso.

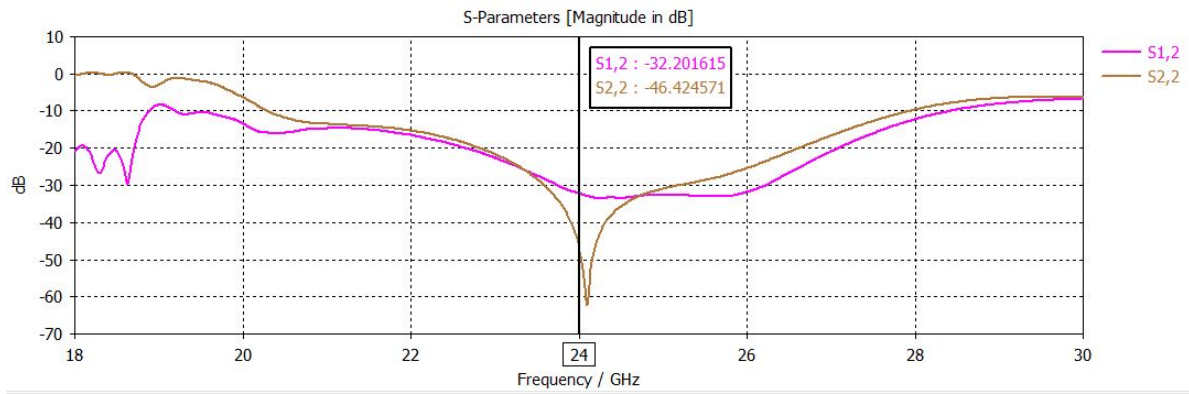


Fig. 5.42. Parámetro  $S_{12}$  y  $S_{22}$  en tecnología Groove con dos filas de pines

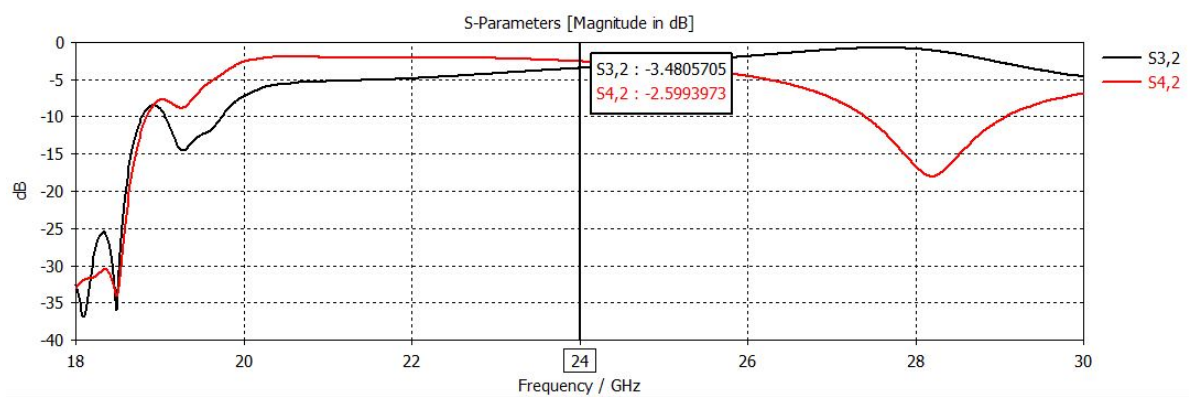


Fig. 5.43. Parámetro  $S_{32}$  y  $S_{42}$  en tecnología Groove con dos filas de pines

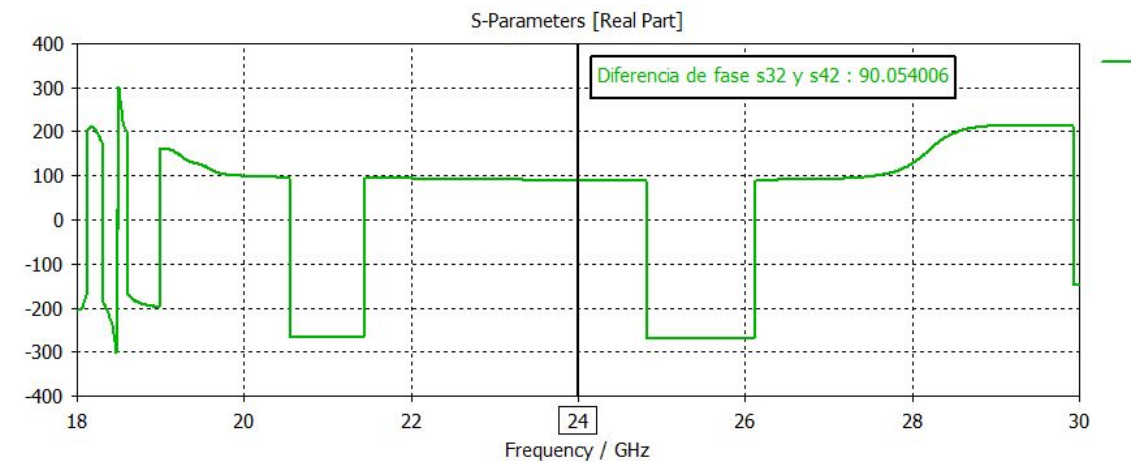


Fig. 5.44. Diferencia de fase  $S_{32}$  y  $S_{42}$  en tecnología Groove con dos filas de pines

Las figuras anteriores (fig. 5.42, fig. 5.43, fig. 5.44) representan los resultados obtenidos siendo muy similares que al insertar la energía por el puerto 1, pudiendo finalmente afirmar el correcto funcionamiento del acoplador.

### 5.3.3. Conclusiones

A partir de los resultados anteriores se puede concluir que la tecnológica *Groove Gap Waveguide* funciona correctamente para acoplador Riblet, proporcionando unos resultados muy aceptables. Como se detalla anteriormente las dimensiones del acoplador con respecto al diseño en tecnología basada en guía de ondas tienen una variación insignificante, esto es debido a que a partir de esas variaciones, los resultados proporcionados a partir del simulador mejoran muy significativamente. Las paredes en forma de 'V' del acoplador formadas a partir de pines presentan una difícil copia exacta en tecnología *Groove*, debido al diseño y forma de los pines, provocando las variaciones comentadas. A pesar de esto, se han conseguido con unas dimensiones muy parecidas, unos resultados muy aceptables. A continuación se muestra una comparativa de resultados con una y dos filas de pines y con respecto a la tecnología basada en guía de ondas.

TABLA 5.3. COMPARACIÓN DE RESULTADOS DEL ACOPLADOR  
A PARTIR DE LAS FILAS DE PINES UTILIZADAS

	1 fila	2 filas
$S_{11}$	-17.38 dB	-46.26 dB
$S_{21}$	-17.39 dB	-32.22 dB
$S_{31}$	-2.59 dB	-2.6 dB
$S_{41}$	-4.61 dB	-3.48 dB
Desfase	91°	90°

Tras la comparación, se puede concluir que con dos filas de pines se obtiene una mayor adaptación para el parámetro de reflexión  $S_{11}$  y mejor desacoplo de energía en el parámetro  $S_{21}$ , evitando el traspaso de energía del puerto 1 al 2. Además, el desfase en las señales de salida es de 90° para el caso de dos filas de pines tal y como se requiere en el trabajo. Debido a estos resultados, se elige el acoplador formado por dos filas de pines para el diseño del sistema monopulso. Para poder concluir también que el acoplador en tecnología *Groove* funciona de forma similar a las guías de onda, se muestra otra comparación de resultados a continuación.

TABLA 5.4. COMPARACIÓN DE RESULTADOS DEL ACOPLADOR  
EN TECNOLOGÍA GROOVE Y GUIADA

	Guiada	2 filas
$S_{11}$	-32.33 dB	-46.26 dB
$S_{21}$	-32.14 dB	-32.22 dB
$S_{31}$	-3.19 dB	-2.6 dB
$S_{41}$	-2.84 dB	-3.48 dB
Desfase	89,4°	90°

Pudiendo afirmar el correcto funcionamiento.



#### 5.4. Desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar

Para poder diseñar el sistema monopulso en tecnología *Gap Waveguide*, es necesario cambiar las paredes de los elementos por filas de pines. Como se explica en el capítulo 3 del trabajo, el desfasador está diseñado aumentando el ancho de la guía utilizada (WR34) e insertando una lámina de dieléctrico en el interior. A continuación se muestran los resultados obtenidos a partir de una y dos filas de pines.

##### 5.4.1. Simulaciones para una fila de pines

Los siguientes valores son utilizados en las próximas simulaciones:

- Longitud del desfasador = 51 mm.
- Longitud de la lámina de dieléctrico = 45 mm.
- Altura del pin = 3.818 mm.
- Anchura del pin = 1 mm.
- Periodo de separación de pines = 2 mm.
- *Gap* = 0.5 mm.
- Separación de los pines = 1 mm.
- Guía de ondas WR34 ( $a = 8.636$  mm,  $b = 4.318$  mm).
- Material utilizado para la lámina de dieléctrico Rogers RT5880.

Se han mantenido prácticamente los mismos valores de las dimensiones, siendo la longitud del dieléctrico de 45 mm, la longitud del desfasador de 51 mm y el ensanchamiento de la guía de 0.26 mm en ambas tecnologías.

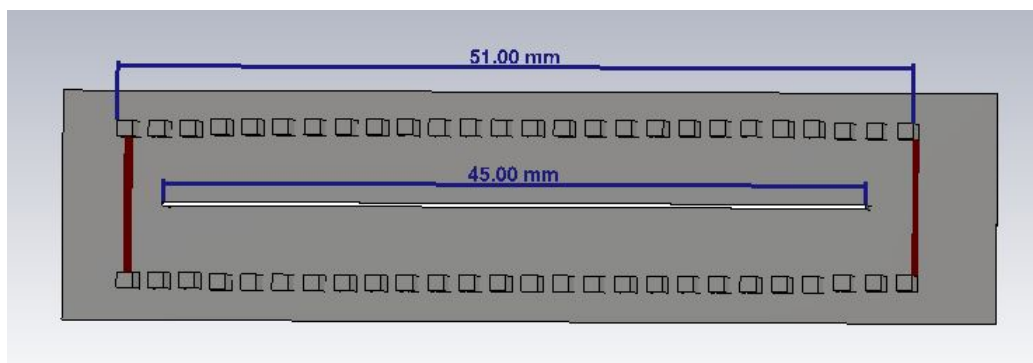


Fig. 5.45. Dimensiones del desfasador y lámina de dieléctrico en tecnología Groove para una fila de pines

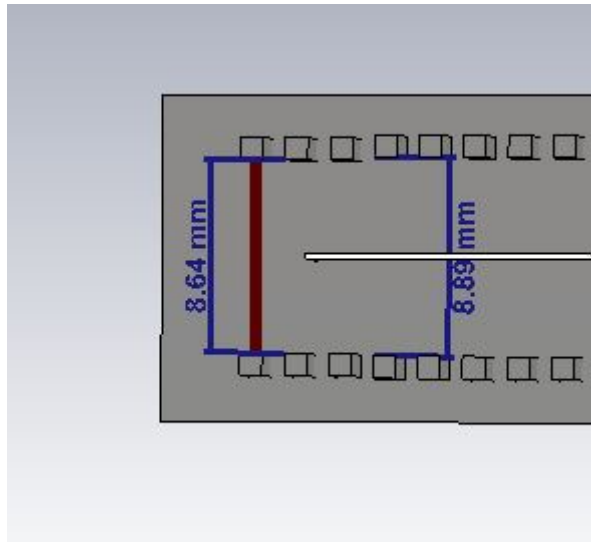


Fig. 5.46. Dimensiones del ensanchamiento de las paredes en tecnología Groove para una fila de pines

Las dimensiones mostradas en fig. 5.47 son las únicas dimensiones modificadas debido a la anchura y separación de los pines, aportando una diferencia en los resultados insignificante como se mostrará a continuación.

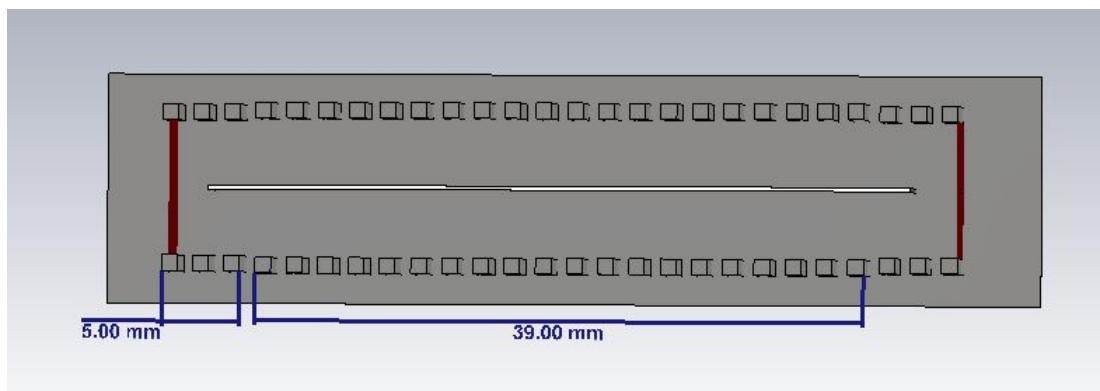


Fig. 5.47. Dimensiones de las paredes laterales en tecnología Groove para una fila de pines

Como se puede observar las dimensiones son prácticamente las mismas que las utilizadas en tecnología basada en guía de ondas. Uno de los resultados más importantes es el desfase. Para comprobar que es el correcto es necesario crear una guía de ondas del mismo tamaño que el desfasador y rellena de aire como se muestra a continuación.

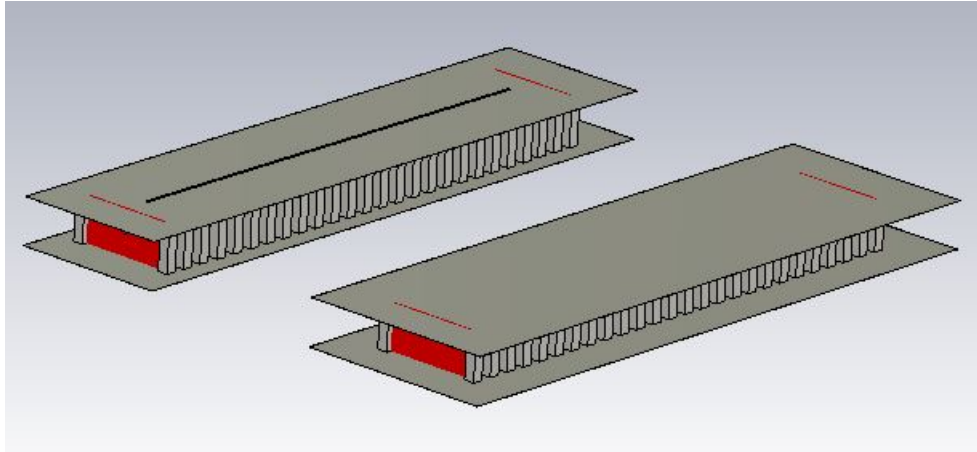


Fig. 5.48. Simulación del desfasador en tecnología Groove

El primer resultado a comprobar en el **coeficiente de reflexión** en la entrada del desfasador puesto que es necesario que este por debajo de -10 dB, para poder considerarlo adaptado y así asegurar que la energía no retrocede y evitar pérdidas.

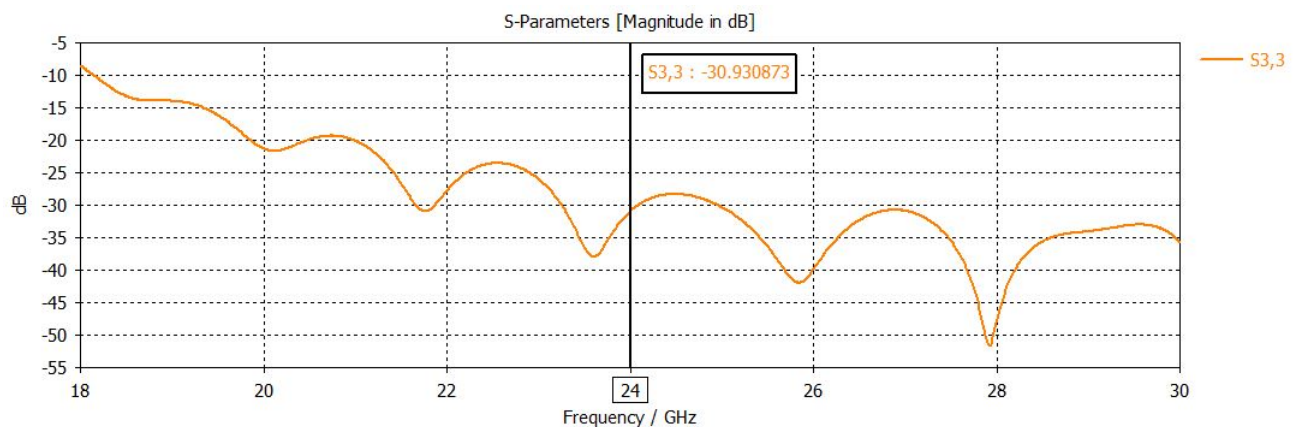


Fig. 5.49. Parámetro  $S_{33}$  del desfasador en tecnología Groove para una fila de pines

Con un valor de -30.93 dB como se puede ver en fig. 5.49 podemos considerar el parámetro  $S_{33}$  adaptado.

Otro de los resultados a comprobar es el  $S_{43}$ , ya que representa la energía saliente del desfasador y por tanto su valor debe de estar en torno a 0 dB como se puede comprobar en la siguiente figura.

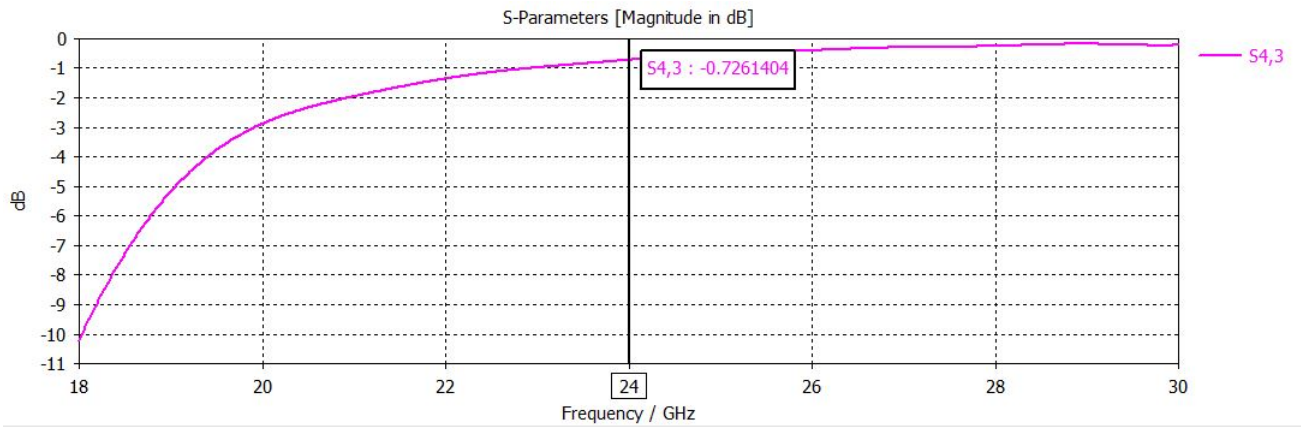


Fig. 5.50. Parámetro  $S_{43}$  del desfasador en tecnología Groove para una fila de pines

Por ultimo, uno de los resultados más importantes a evaluar para poder afirmar que el desfasador funciona correctamente en la tecnología *Groove*, es el **desfase** que se produce entre las señales de salida del desfasador y la guía de ondas.

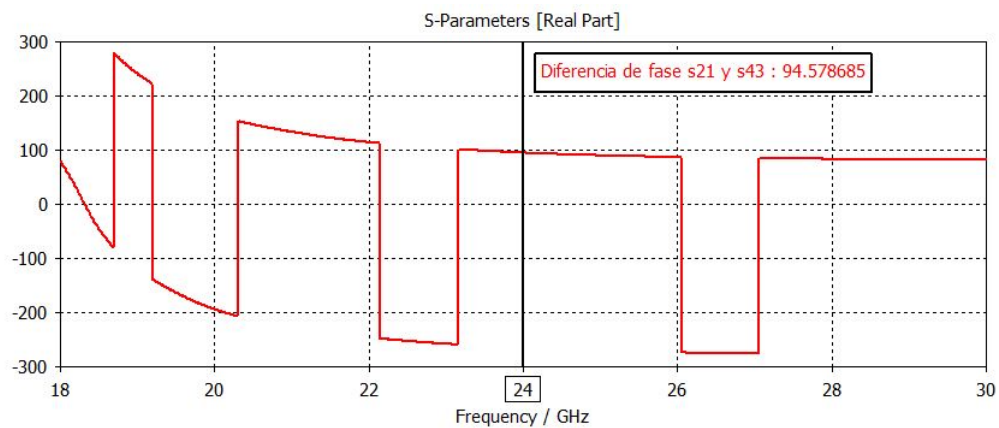


Fig. 5.51. Desfase con respecto a la guía de ondas en tecnología Groove con una fila de pines

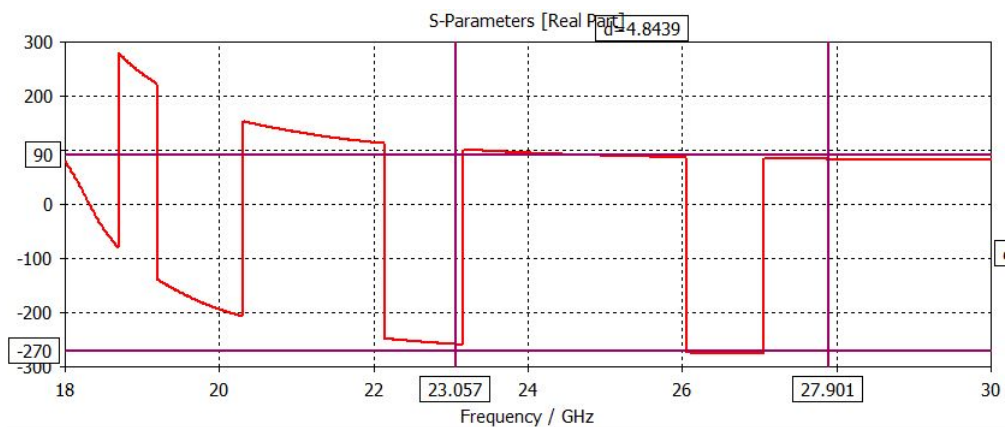


Fig. 5.52. Ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones con una fila de pines

Como se puede comprobar en las figuras anteriores (fig. 5.51 y fig. 5.52), se produce un desfase adecuado en torno a los  $90^\circ$  para la frecuencia de trabajo y frecuencias cercanas. Pudiendo afirmar que el desfaseador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar funciona correctamente.

#### 5.4.2. Simulaciones para dos filas de pines

Como ha ocurrido con el resto de elementos del sistema, las simulaciones con dos filas de pines producen unos mejores resultados debido a que se pierde menos energía en el interior de la tecnología *Groove*. Para comprobar que en el desfaseador se obtienen mejores resultados con dos filas de pines a cada lado del mismo, se han realizado las siguientes simulaciones con las mismas dimensiones descritas para 1 fila de pines como se puede observar a continuación.

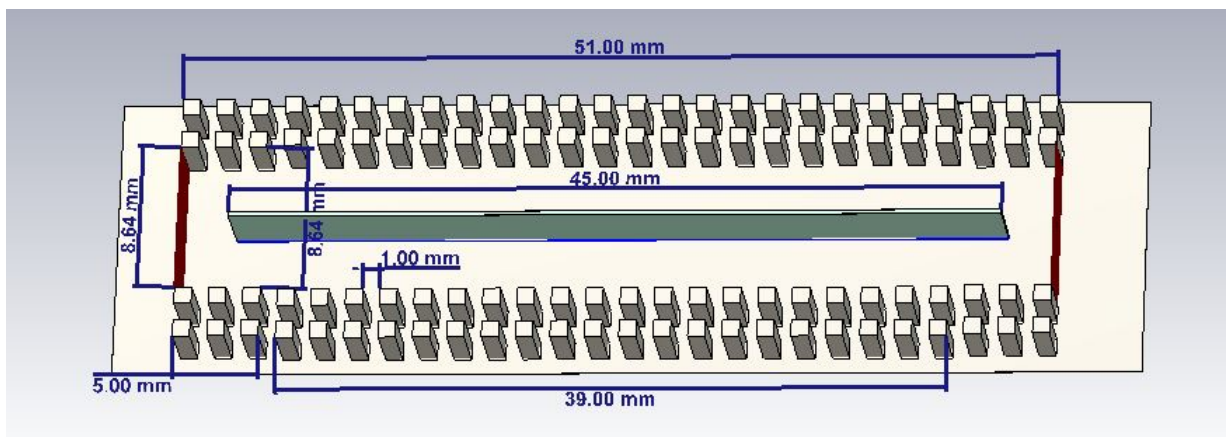


Fig. 5.53. Dimensiones del desfaseador y lámina de dieléctrico en tecnología Groove para dos fila de pines

Los parámetros  $S$  representados en las figuras siguientes (fig. 5.54 y fig. 5.55) dan unos correctos resultados porque el de reflexión da un valor inferior a -10 dB y el  $S_{43}$  un valor en torno a 0 dB.

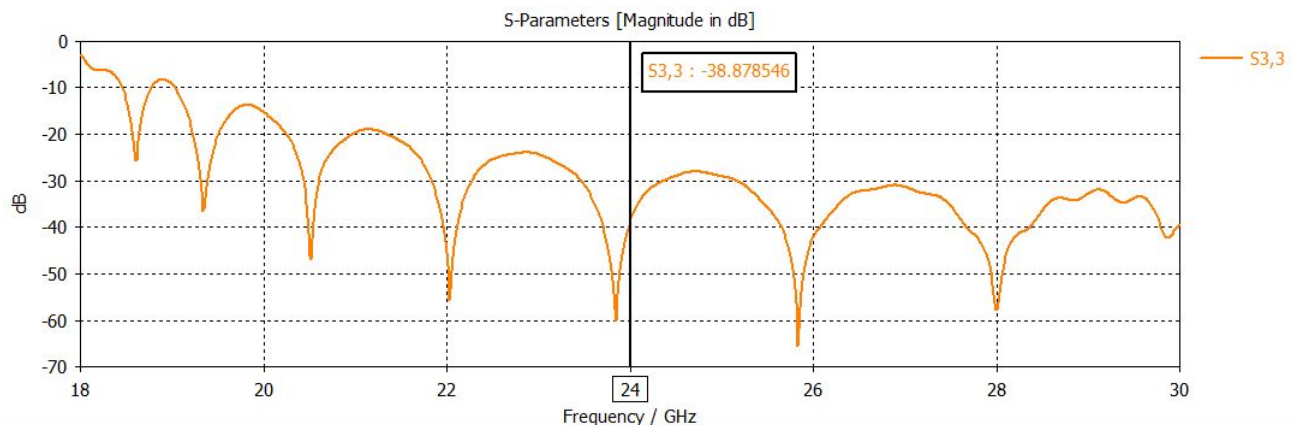


Fig. 5.54. Parámetro  $S_{33}$  del desfaseador en tecnología Groove para dos filas de pines

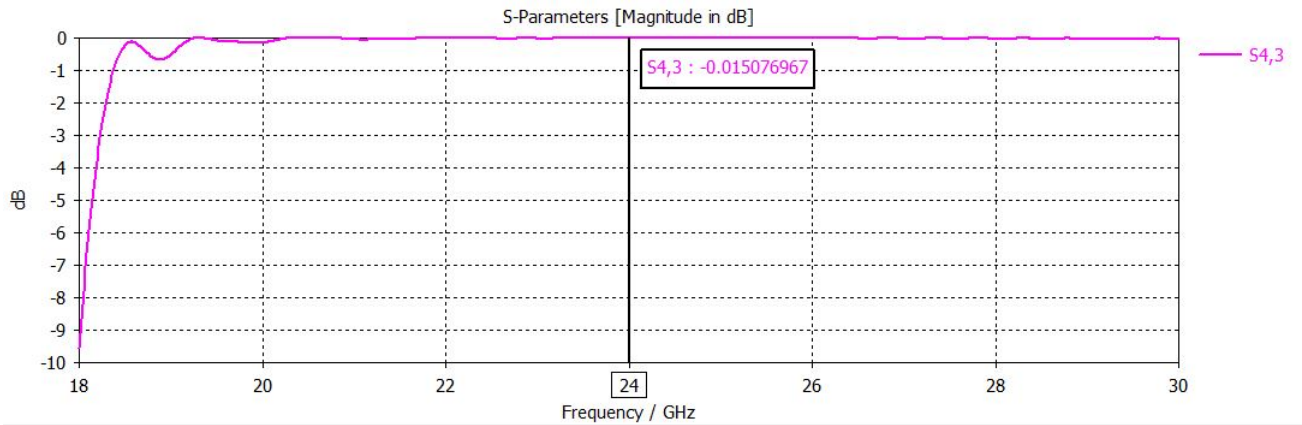


Fig. 5.55. Parámetro  $S_{43}$  del desfasador en tecnología Groove para dos filas de pines

También se puede comprobar que el desfase es el correcto con un valor muy próximo a  $90^\circ$  para la frecuencia de trabajo y frecuencias cercanas. (fig. 5.56 y fig. 5.57)

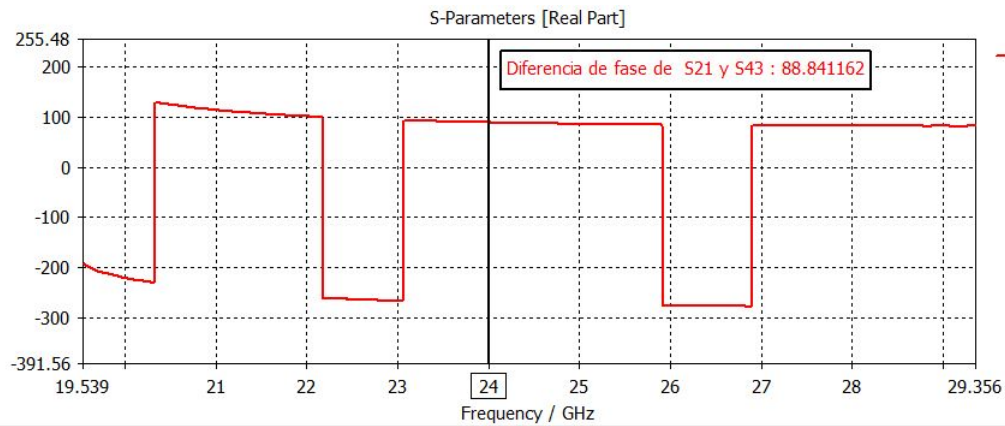


Fig. 5.56. Desfase con respecto a la guía de ondas en tecnología Groove con dos filas de pines

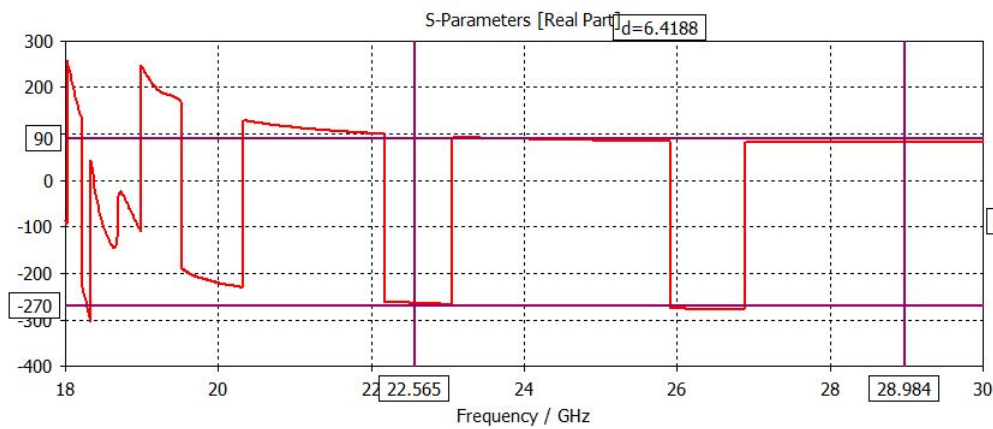


Fig. 5.57. Ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones con dos filas de pines

### 5.4.3. Conclusiones

Para el desfasador de una lámina de dieléctrico a partir de una guía rectangular no estándar sucede que obtenemos mejores resultados con 2 filas de pines. Esto también pasaba para la antena ranurada y el acoplador Riblet como se describe en las secciones anteriores. El campo eléctrico en el interior del mismo se concentra mejor en el interior, evitando que se escape y produciendo mejores resultados. Una de las mejores comprobaciones que se pueden realizar para poder afirmar los hechos, es una comparación de resultados obtenidos mediante una y dos filas de pines.

TABLA 5.5. COMPARACIÓN DE RESULTADOS DEL DESFASADOR A PARTIR DE LAS FILAS DE PINES UTILIZADAS

	1 fila	2 filas
$S_{33}$	-30.90 dB	-38.87 dB
$S_{43}$	-0.73 dB	-0.01 dB
Ancho de banda en el que se cumple las especificaciones	4.8 GHz	6.4 GHz
Desfase	94,58°	88,84°

Como se puede comparar en la tabla anterior, el parámetro de reflexión  $S_{33}$  está mejor adaptado, el de transmisión  $S_{43}$  más cercano a 0 dB, el desfase más próximo a 90° y hay más frecuencias a las que el desfase se mantiene en el valor deseado para dos filas de pines, pudiendo concluir el mejor funcionamiento para este caso.

Al igual que se comparaba para los elementos anteriores la tecnología basada en guía de ondas y la *Groove* para poder demostrar que tienen un comportamiento similar, se realiza para el desfasador.

TABLA 5.6. COMPARACIÓN DE RESULTADOS DEL DESFASADOR EN TECNOLOGÍA GROOVE Y GUIADA

	Guiada	2 filas
$S_{33}$	-20.79 dB	-38.87 dB
$S_{43}$	-0.03 dB	-0.01 dB
Ancho de banda en el que se cumple las especificaciones	8.18 GHz	6.4 GHz
Desfase	89,43°	88,84°

Obteniendo unos resultados muy similares y pudiendo afirmar el correcto funcionamiento del desfasador en tecnología *Groove Gap Waveguide*.

## 5.5. Sistema monopulso

Diseñadas todas las partes del sistema monopulso descritas anteriormente, se procede a unirlos con el objetivo de, dependiendo por el puerto por el que se alimente el sistema, se obtengan los diagramas de radiación deseados. Como se detalla en las secciones anteriores los resultados son mejores para 2 filas de pines, por tanto dicho sistema se simulará con el mismo número de filas para obtener unos resultados mejores.

### 5.5.1. Simulaciones para dos filas de pines

Para los resultados siguientes se han utilizado las dimensiones y el diseño de pines descritos en las secciones anteriores. Mostrando a continuación los más importantes.

- Posición de las ranuras diseñadas en capítulo 1.
- Longitud de la antena=86 mm.
- Longitud del acoplador =35.6 mm.
- $L= 16$  mm.
- $c= 12.9$  mm.
- $d= 15$  mm.
- Longitud del desfasador =51 mm.
- Longitud de la lámina de dieléctrico= 45 mm.
- Material utilizado para la lámina de dieléctrico Rogers RT5880.
- Altura del pin=3.818 mm.
- Anchura del pin=1 mm.
- Periodo de separación de pines=2 mm.
- $Gap=0.5$  mm.
- Separación de los pines=1 mm.
- Guía de ondas WR34 ( $a=8.636$  mm,  $b=4.318$  mm).



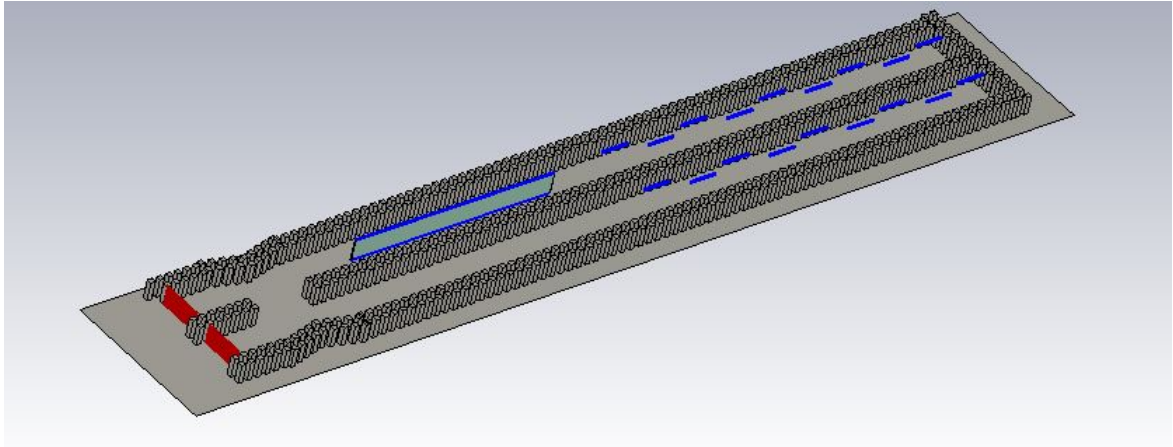


Fig. 5.58. Sistema monopulso en tecnología Groove

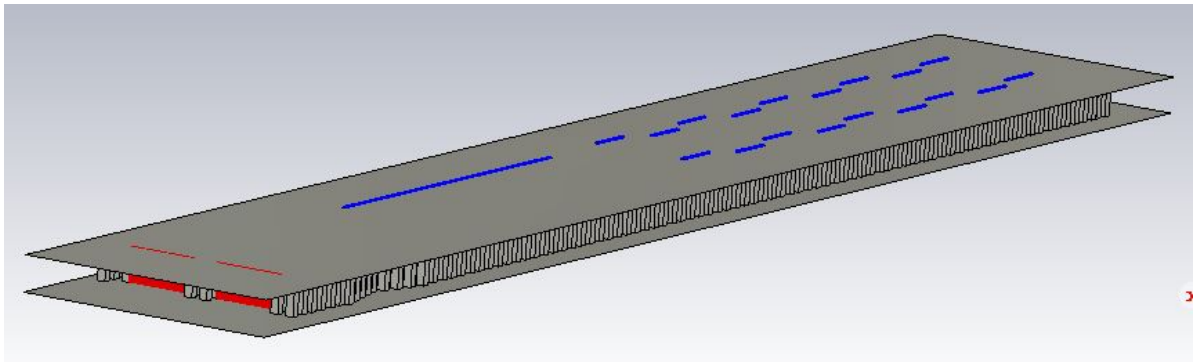


Fig. 5.59. Sistema monopulso en tecnología Groove

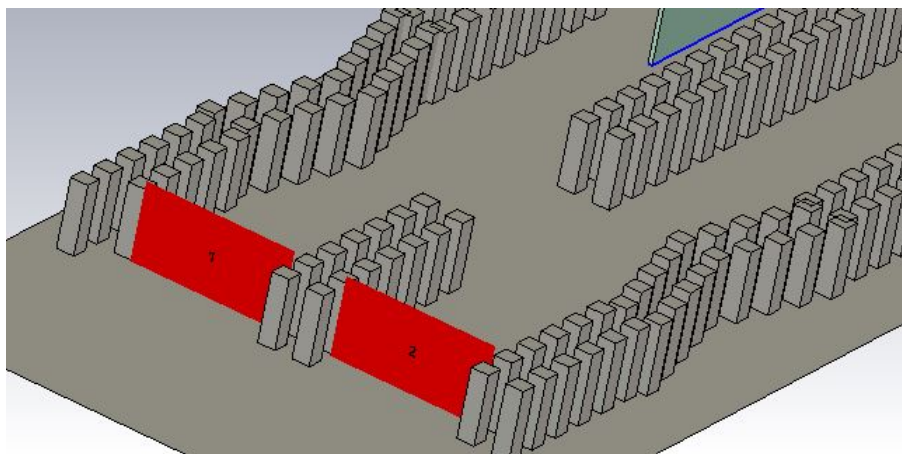


Fig. 5.60. Distribución de puertos del sistema monopulso en tecnología Groove

Como se explica más detalladamente en el capítulo 4 del trabajo, si se alimenta el sistema por el puerto 1, se obtiene el diagrama de radiación suma ( $\Sigma$ ) y si se alimenta por el puerto 2, el diferencia ( $\Delta$ ).

Alimentado por el puerto 1 se obtienen los siguientes resultados.

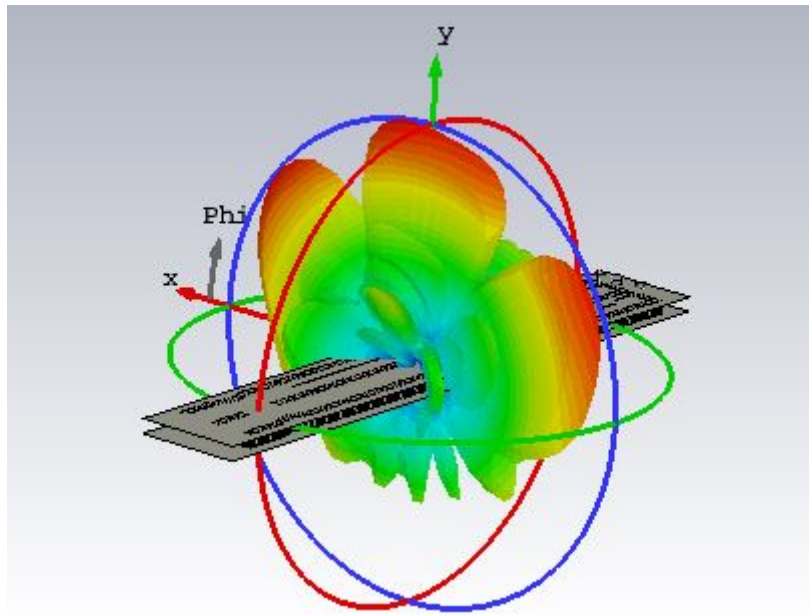


Fig. 5.61. Diagrama de radiación suma en tecnología Groove en 3D

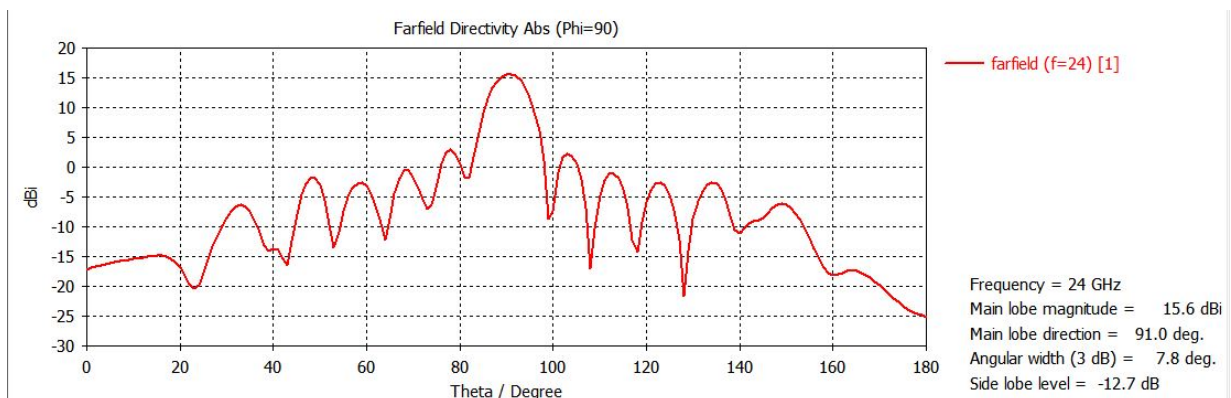


Fig. 5.62. Diagrama de radiación suma en tecnología Groove en 2D

A partir de los resultados anteriores (fig. 5.62), se puede considerar una antena **broad-side**, puesto que solo se ha movido  $1^\circ$  con respecto a la dirección deseada. El nivel de lóbulo secundario se encuentra en torno a -13 dB, valor esperado para una antena de amplitudes y fases uniformes cuyo objetivo es que la zona de cobertura este en  $90^\circ$ . Mejora la directividad de la antena unos 3 dB aproximadamente con respecto a los resultados obtenidos para la antena ranurada en la sección anterior, siendo por tanto el haz del lóbulo secundario más estrecho y proporcionando unos resultados correctos.

Alimentando el sistema por el puerto 2, se consigue el diagrama de radiación diferencia que se muestra a continuación.

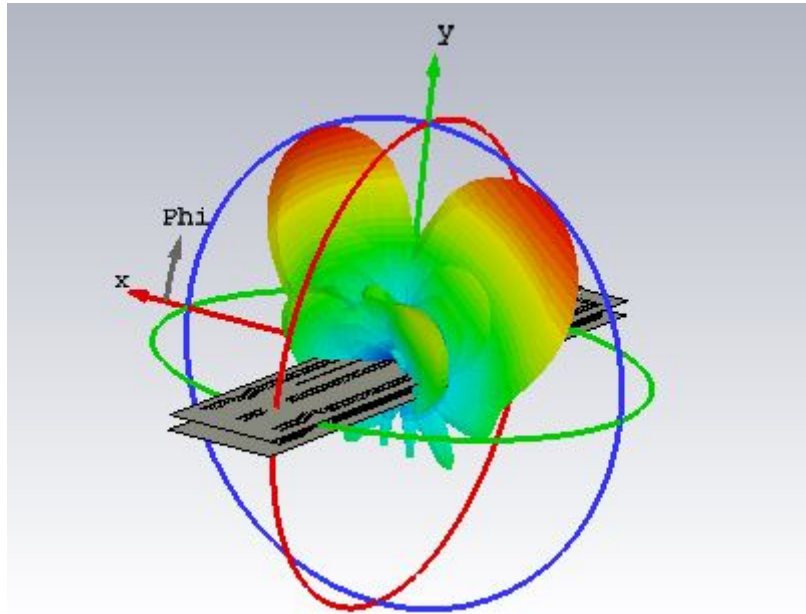


Fig. 5.63. Diagrama de radiación diferencia en tecnología Groove en 3D

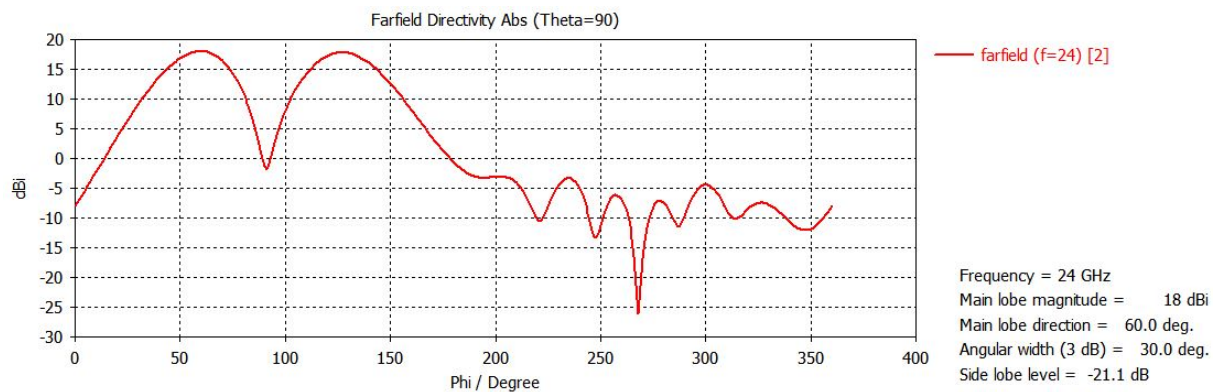


Fig. 5.64. Diagrama de radiación diferencia en tecnología Groove en 2D

El diagrama diferencia (fig. 5.64) representa los dos lóbulos principales a cada lado del diagrama suma, caracterizados por ser iguales en magnitud y fase contraria para conseguir un resultado correcto en el funcionamiento del sistema. Además se sitúa el nulo principal del diagrama en  $91^\circ$  coincidiendo con la dirección de máximo apuntamiento del diagrama suma.

Como se puede apreciar en los diagramas de radiación anteriores, no existe la presencia de *grating lobes* que puedan ocasionar problemas en la utilización de la antena. Esto es debido, porque a la hora de diseñar la antena en tecnología *Groove* se ha tenido en cuenta que para *arrays* cuyos elementos tienen amplitudes y fases uniformes, la distancia

requerida para evitar la aparición de los mismo debe de ser menor que  $\lambda_0$  como también se comenta en el capítulo 8 del trabajo. Esta distancia se ha tenido en cuenta para el diseño del sistema monopulso en tecnología *Groove*, porque si creamos unas filas de pines que produzcan que la separación sea mayor, obtendremos la aparición de *grating lobes* en el sistema.

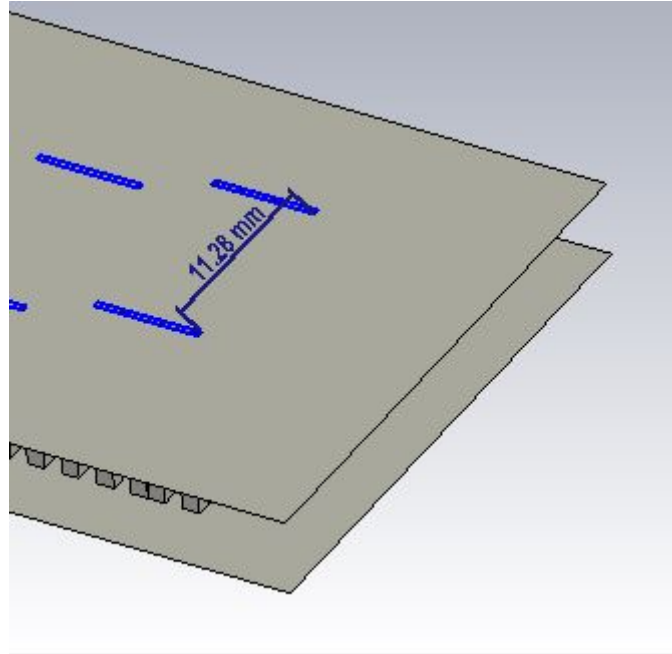


Fig. 5.65. Distancia entre elementos en tecnología Groove

Otro de los resultados a comprobar son los **parámetros S** ya que dependiendo del valor de los mismos indican la energía reflejada según el puerto de entrada por el que se alimente el sistema o el desacoplo que puede haber entre puertos.

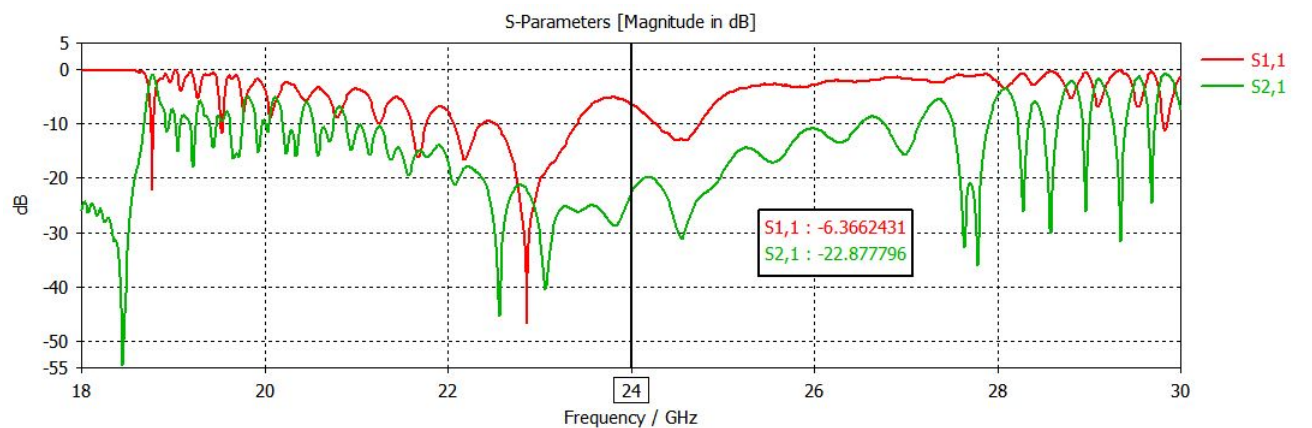


Fig. 5.66. Parámetros S puerto 1 en tecnología Groove

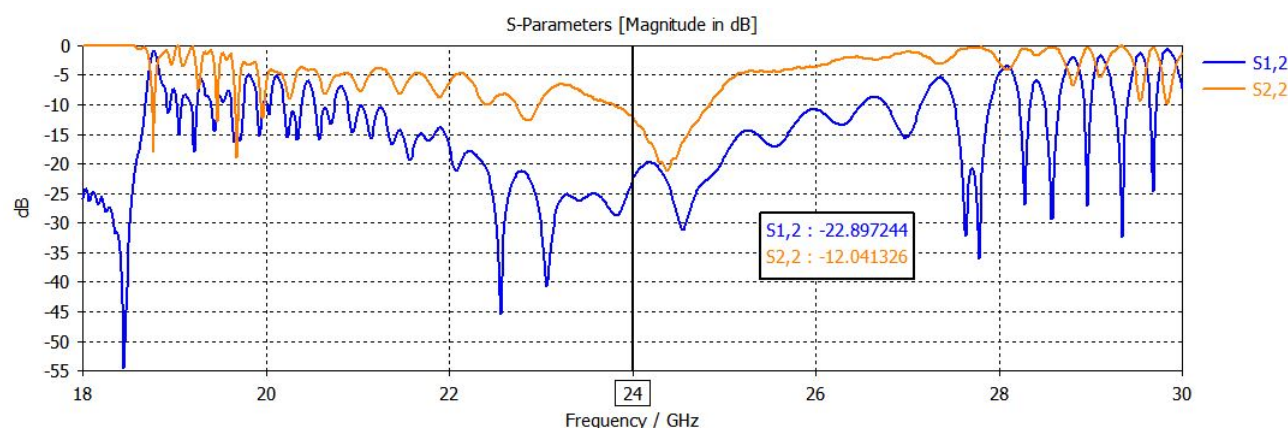


Fig. 5.67. Parámetros S puerto 2 en tecnología Groove

A pesar de las buenas adaptaciones y desacoplos obtenidos para los elementos del sistema por separado, cuando se procede a unirlos y comprobar los resultados se observa que los parámetros S han empeorado.

Alimentando el sistema por el puerto 1, se observa en fig. 5.66 que el parámetro de reflexión  $S_{11}$  ha empeorado aportando un valor superior a -10 dB. Para considerar que la antena se encuentra adaptada, es necesario conseguir unos valores inferiores a -10 dB, por lo que para este caso no se consigue una buena adaptación. A pesar de esto, el resultado obtenido está muy próximo al deseado pudiéndose considerar aceptable. En cuanto al  $S_{21}$  se obtiene un valor inferior a -10 dB considerando un correcto desacoplo de energía entre en puerto 1 y el 2.

Para la alimentación por el puerto 2 se consiguen unos valores óptimos de adaptación y desacoplo puesto que ambos están por debajo de -10 dB.

Por último se comprueban las fases y amplitudes del sistema.

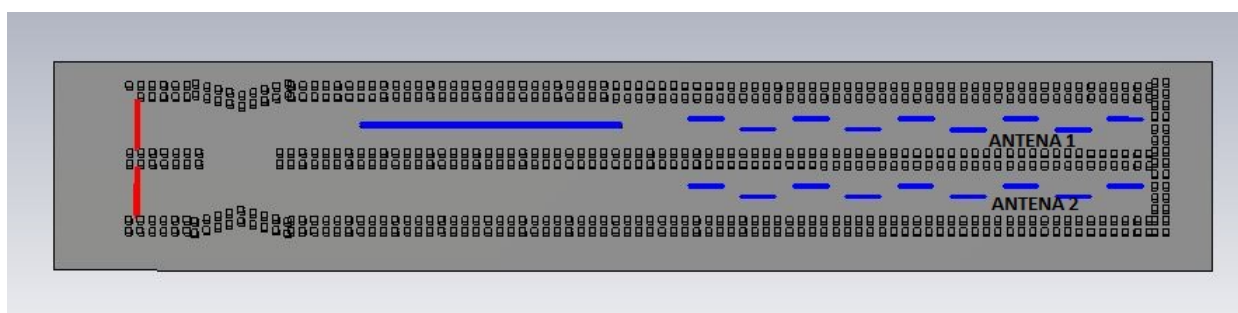


Fig. 5.68. Distribución de antenas para el cálculo de amplitudes y fases en Gap Waveguide

En las fig. 5.69 y fig. 5.70 se muestran las amplitudes de la antena 1 tras alimentarla por el puerto 1 y 2. Como se puede observar se obtienen valores bastante uniformes.



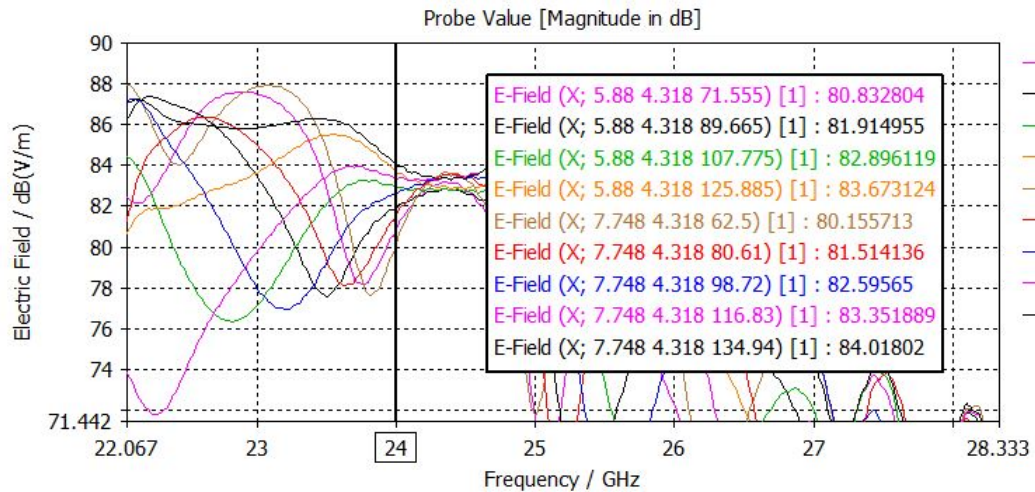


Fig. 5.69. Valores de las amplitudes para la antena 1 alimentando por el puerto 1 en Gap Waveguide

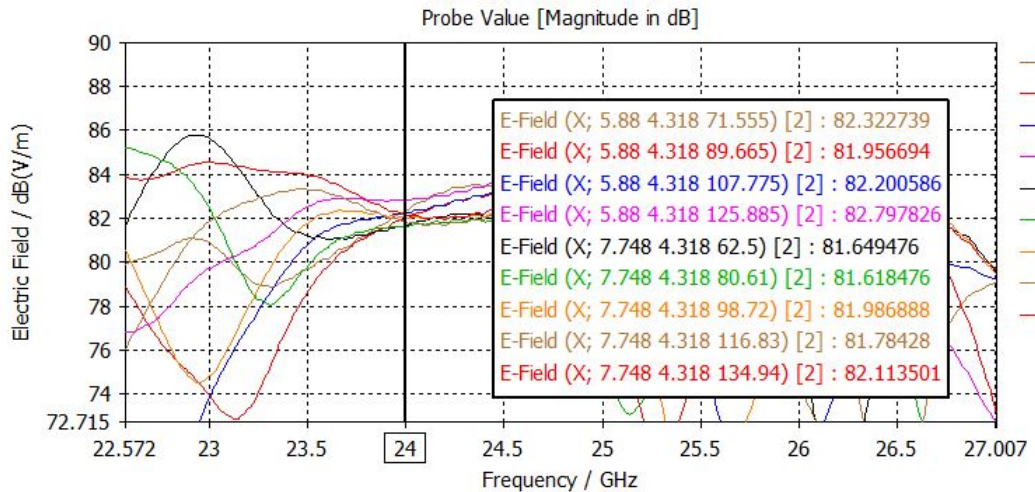


Fig. 5.70. Valores de las amplitudes para la antena 1 alimentando por el puerto 2 en Gap Waveguide

En cuanto a las fases de la antena 1, al igual que ocurrida en guía de ondas, el resultado para la frecuencia de trabajo no es malo, pero se obtiene mejor para una frecuencia ligeramente diferente a la utilizada en el proyecto. A partir del simulador se estudia el por qué de esta variación y se comprueba que es porque se acopla energía de una antena a otra, ya que ambas están separadas por dos filas de pines. Se estudia la posibilidad de añadir una fila más de pines entre las antenas con la intención de poder mejorar las fases, pero se llega a la conclusión de que no se podría realizar ya que se separarían las ranuras una distancia mayor  $\lambda_0$ , provocando la aparición de *grating lobes*.

A pesar de esto, se ha comprobado que la antena sea *broadside* para el plano en donde se encuentran las ranuras, y los lóbulos secundarios tengan un resultado aproximado a los -13 dB como se explica a lo largo de la sección.

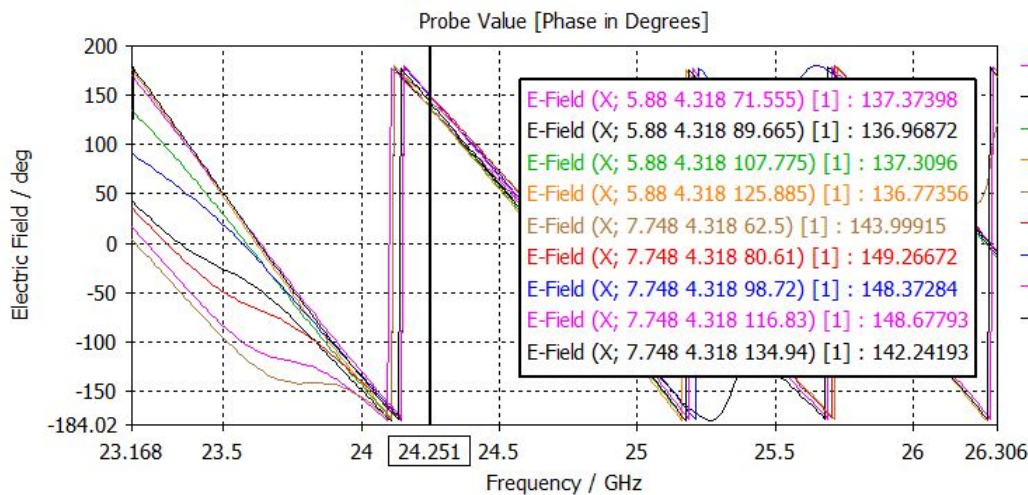


Fig. 5.71. Mejor valor de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 1 en Gap Waveguide

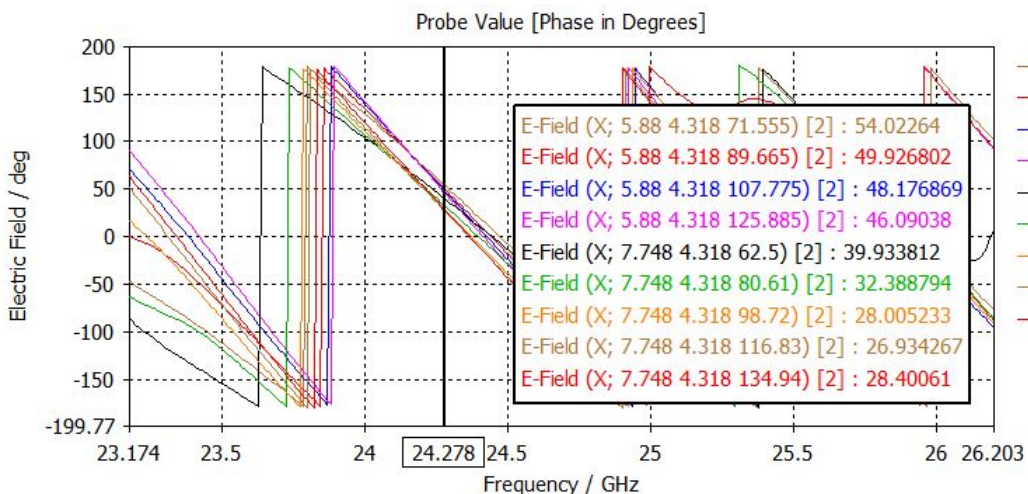


Fig. 5.72. Mejor valor de las fases para la antena 1 alimentando por el puerto 2 en Gap Waveguide

A continuación, se representan las amplitudes para la antena 2, alimentada por el puerto 1 y por el puerto 2. También se puede observar que para la frecuencia de trabajo se obtiene amplitudes uniformes. Para el puerto 1 los valores se encuentran entre los 78 y los 80 dB (fig. 5.73). Y para el puerto 2 entre los 82 y 84 dB (fig. 5.74).

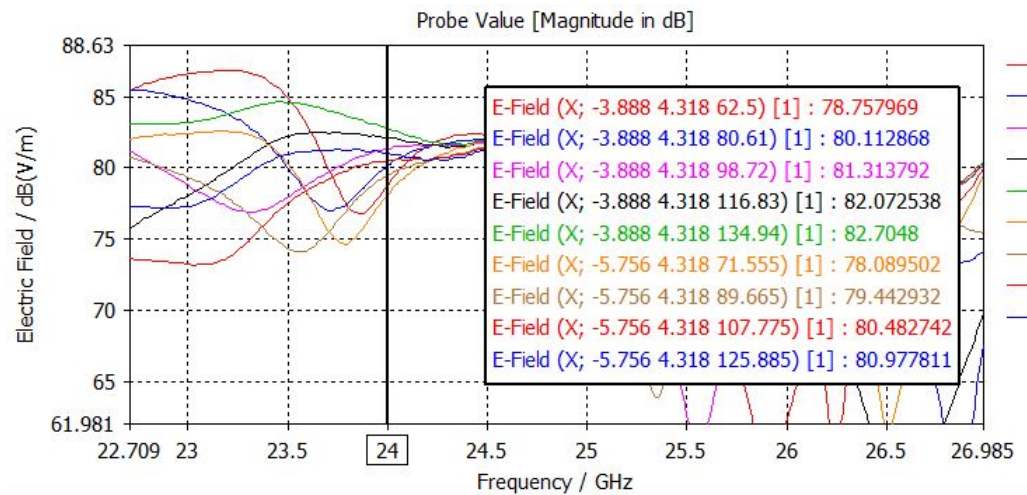


Fig. 5.73. Valores de las amplitudes para la antena 2 alimentando por el puerto 1 en Gap Waveguide

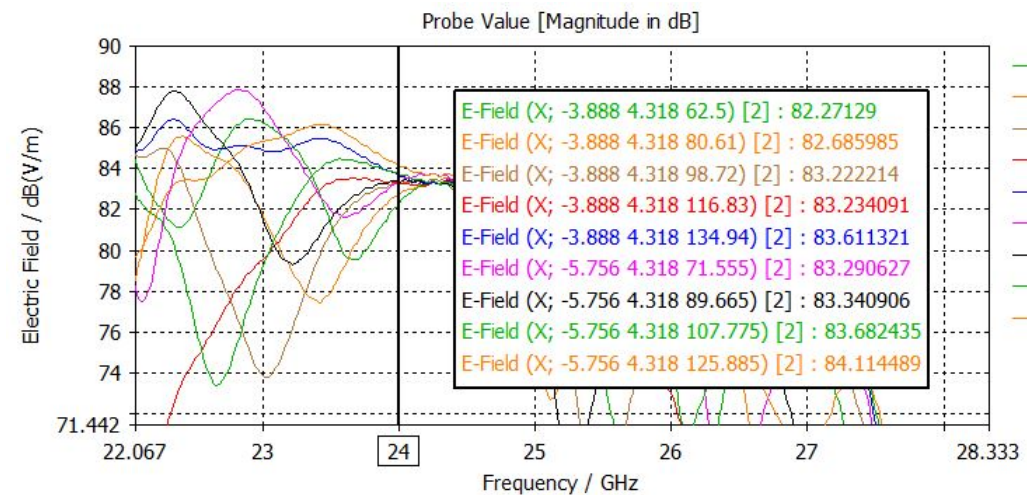


Fig. 5.74. Valores de las amplitudes para la antena 2 alimentando por el puerto 2 en Gap Waveguide

En cuanto a la fase, se obtienen unos mejores resultados para una frecuencia ligeramente superior a la frecuencia de trabajo. La explicación de este hecho es la misma que para la antena 1, ya que el número de filas de pines no cambia y por tanto el acoplo de energía entre las antenas es el mismo.



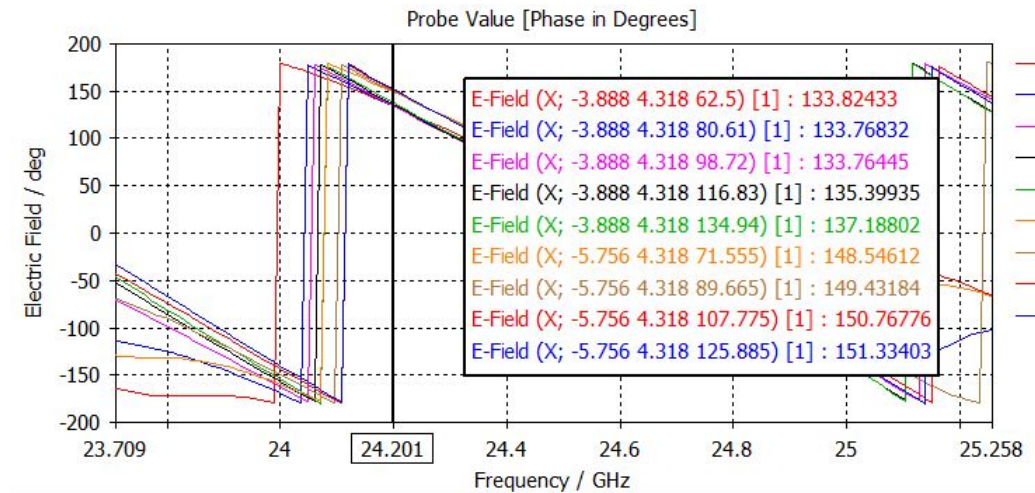


Fig. 5.75. Mejor valor de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 1 en Gap Waveguide

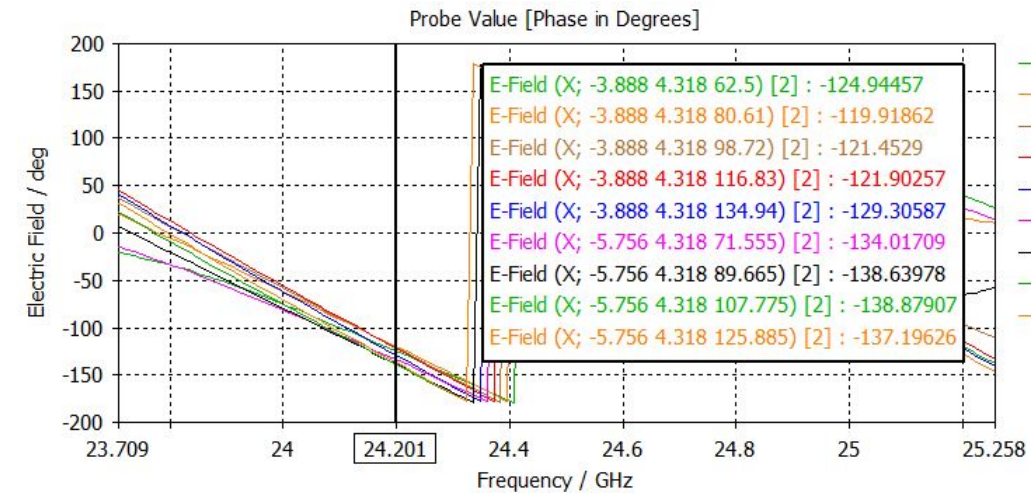


Fig. 5.76. Mejor valor de las fases para la antena 2 alimentando por el puerto 2 en Gap Waveguide

### 5.5.2. Conclusiones

Como se ha demostrado la tecnología *Gap Waveguide* funciona como es esperado. Sin embargo se puede observar que parámetros como la directividad tienen un resultado más bajo que con respecto a la tecnología basada en guía de ondas. Esto es debido, a la pérdida de energía por la lámina superior donde se encuentran las ranuras de la antena, haciendo aparecer lóbulos laterales no deseados como se puede observar en fig. 5.61 del diagrama de radiación suma. En el siguiente capítulo del proyecto se mejorará lo comentado a partir de **corrugaciones**.

## 6. FABRICACIÓN

En el capítulo anterior del trabajo se ha demostrado el correcto funcionamiento de los pines. Sin embargo, los resultados empeoran con respecto a la tecnología basada en guía de ondas.

Para detectar la aparición del cambio, se comprueban varias modificaciones en las filas de pines. En primer lugar se cambian las alturas hasta solaparse con la tapa superior de la antenna. Se observa a partir del simulador, que los resultados apenas varían. También se cambia la anchura de los mismos haciendo que sus dimensiones físicas sean aproximadamente iguales a la pared en guía de ondas, obteniéndose los mismos resultados. Se prueba a añadir una fila más a cada lado, siendo muy insignificante la variación de los resultados. Con estas comprobaciones, más las realizadas en el capítulo anterior donde se muestra que los resultados con una y dos filas de pines son prácticamente iguales, se puede descartar la opción de que la tecnología *Gap Waveguide* no funciona como se espera.

A pesar de esto, la directividad disminuye más de la mitad. Observando el diagrama de radiación de la antenna ranurada, se puede ver que radia energía a los lados debido a la modificación que se producen de los lóbulos como se muestra a continuación.

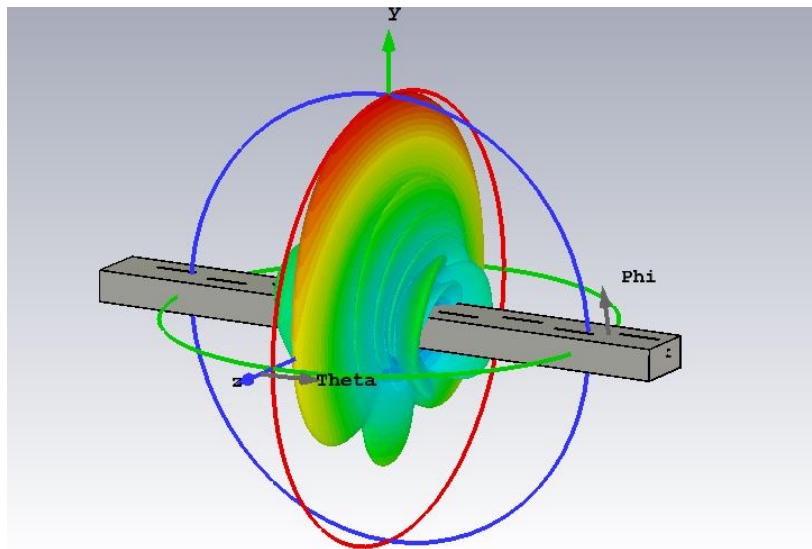


Fig. 6.1. Diagrama de radiación de la antena ranurada en guía de ondas

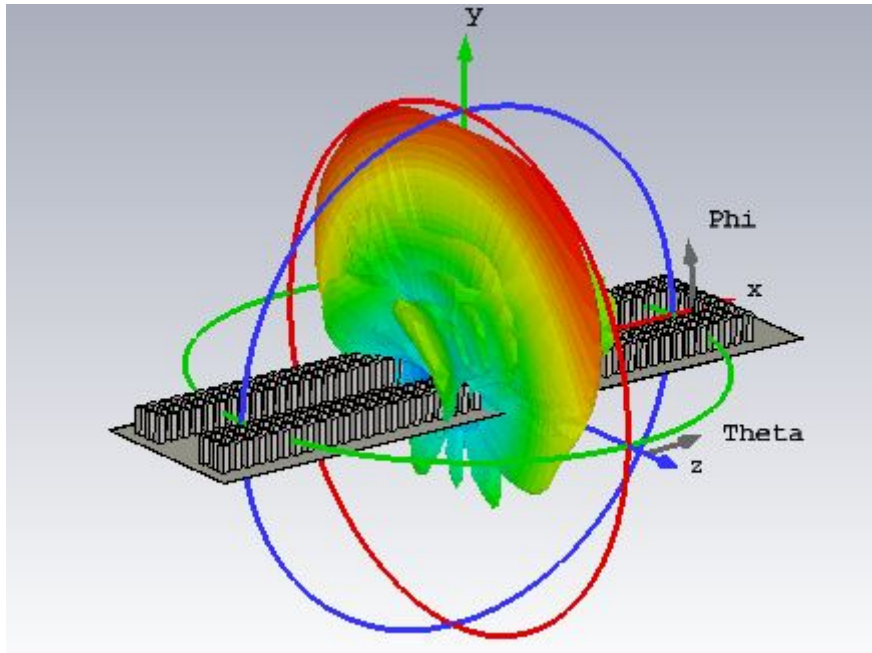


Fig. 6.2. Diagrama de radiación de la antena ranurada en tecnología Gap Waveguide

Para detectar la pérdida de directividad se comprueba el campo en sus distintas componentes Y, Z y X. Con esta comprobación, aparece campo propagándose en dirección Z en la tapa superior de la antena donde están creadas las ranuras.

Una vez detectada la causa de dicho cambio se procede al diseño de **corrugaciones** [46], las cuales son muy utilizadas debido a que crean una alta impedancia en el lugar donde se encuentran situadas para una polarización y dirección de propagación. Para lograrlo es necesario que la altura sea de  $\frac{\lambda_0}{4}$  a la frecuencia de trabajo, igual que ocurría en el diseño de la fila de pines, con la diferencia que las corrugaciones solo crean la condición de alta impedancia para una sola dirección.

Los parámetros más importantes a tener en cuenta son la cantidad de periodos y la altura de las mismas. Sin embargo también se debe considerar el valor del intervalo (mucho menor que  $\lambda_0$ ), así como el ancho de las corrugaciones. [47]

A partir de esta información se crean las corrugaciones en cada lado de la antena y al final de la estructura, con los siguientes valores:

- Altura = 3.125 mm.
- Periodo = 1 mm.
- Anchura = 1 mm.
- Número de periodos = 3.

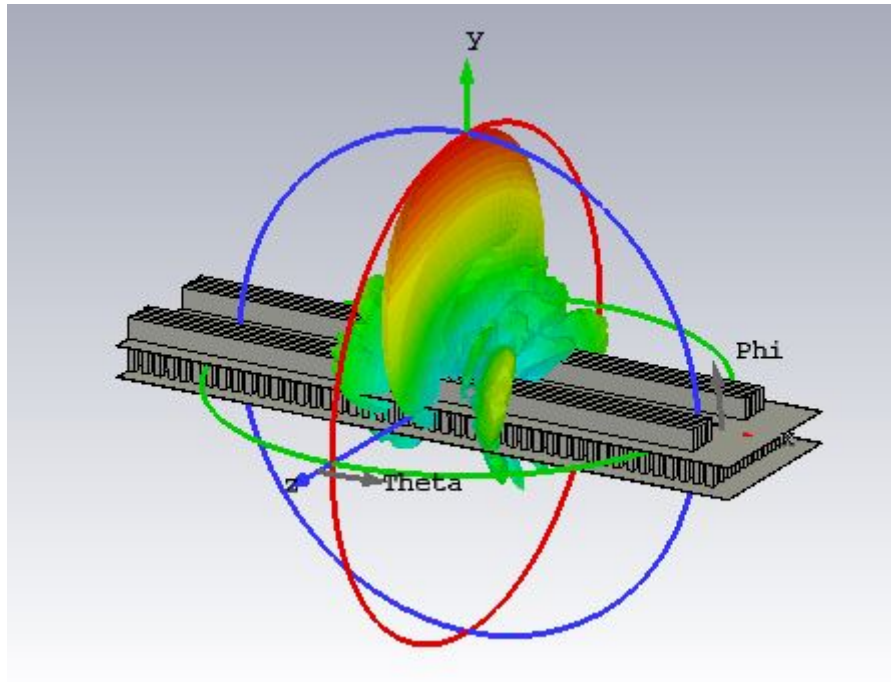


Fig. 6.3. Diagrama de radiación 3D de la antena ranurada en Gap Waveguide con corrugaciones

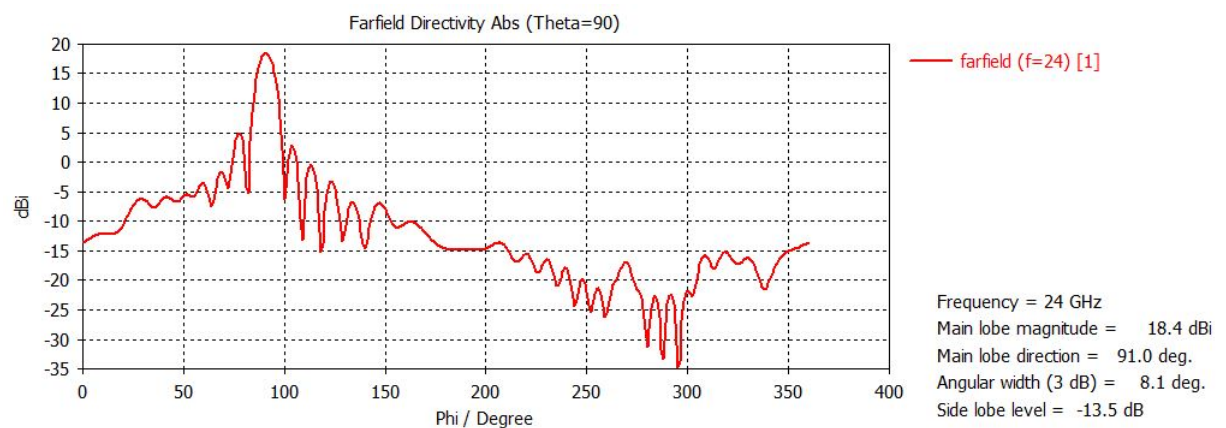


Fig. 6.4. Diagrama de radiación 2D de la antena ranurada en Gap Waveguide con corrugaciones

Como se observa en ambas figuras (fig. 6.3 y fig. 6.4), se consigue mejorar la directividad aproximadamente 5 dB, manteniendo la dirección de apuntamiento y el nivel de lóbulos secundarios.

Detectada la causa de pérdida y mejorada la directividad se procede a comprobar la mejora de resultados para el sistema monopulso completo.

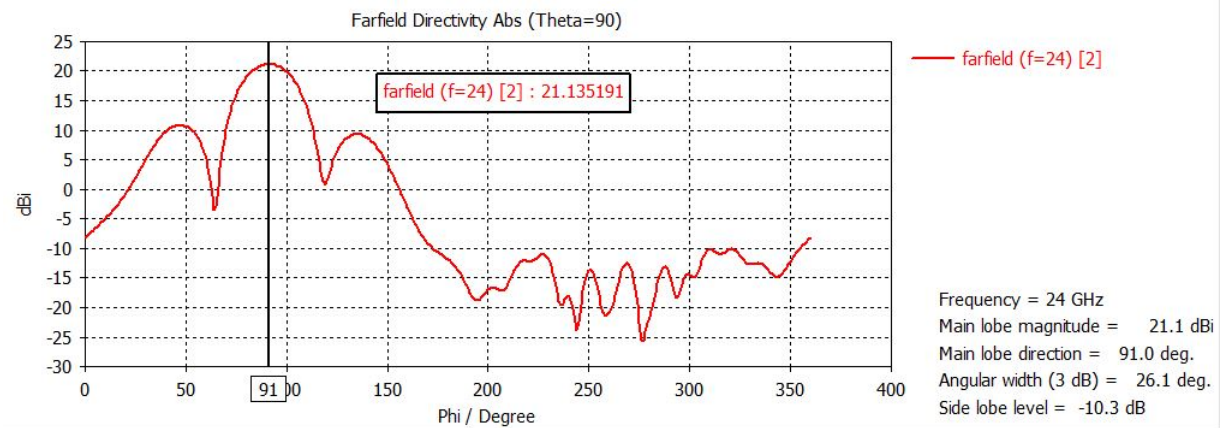


Fig. 6.5. Diagrama de radiación suma 2D con corrugaciones

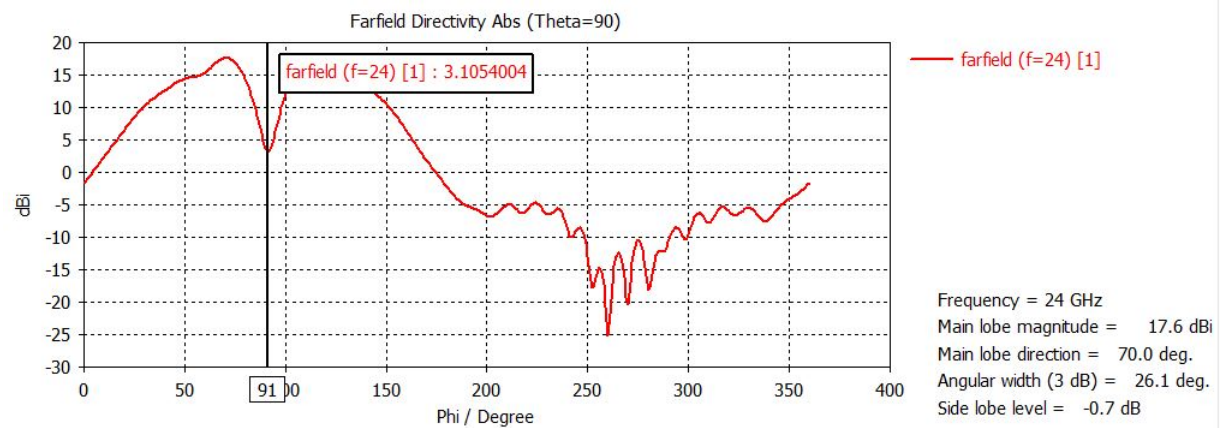


Fig. 6.6. Diagrama de radiación diferencia 2D con corrugaciones

Como se puede observar en fig. 6.5 se consigue aumentar la directividad del diagrama suma aproximadamente 5 dB, manteniendo la dirección del lóbulo principal, y disminuyendo el nivel de lóbulos secundarios.

Con respecto al diagrama diferencia fig. 6.6, se siguen manteniendo los lóbulos principales a los lados del diagrama suma, además del nulo principal estar situado en la dirección de máximo apuntamiento del diagrama suma.



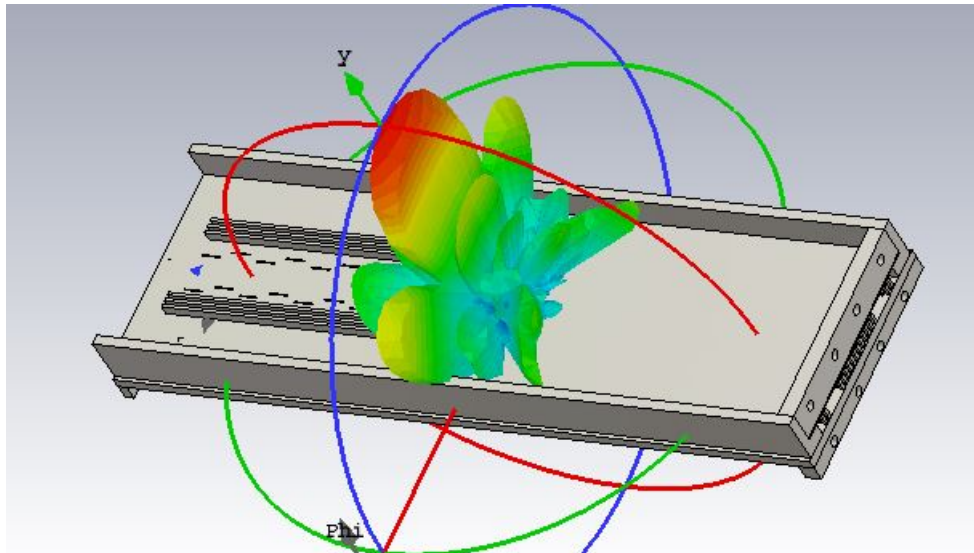


Fig. 6.7. Diagrama de radiación suma 3D con corrugaciones

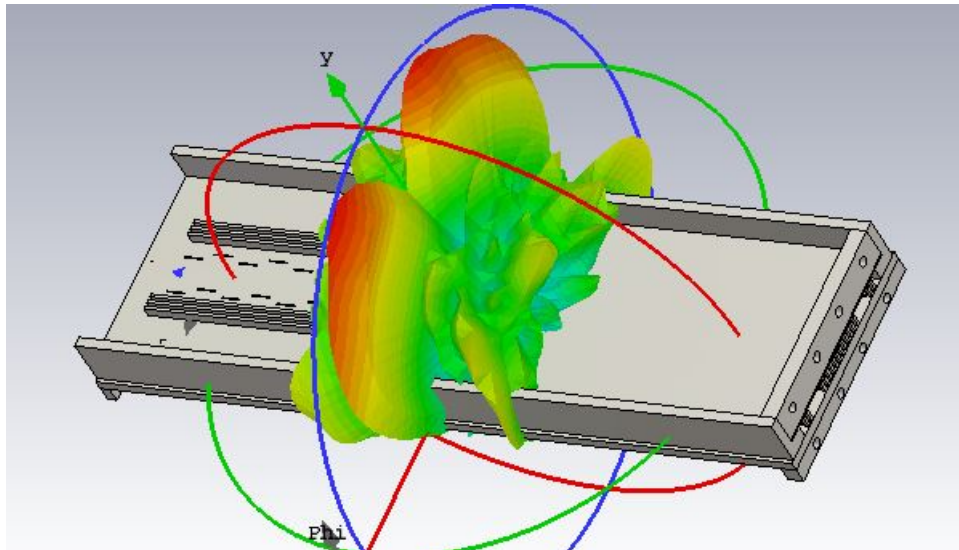


Fig. 6.8. Diagrama de radiación diferencia 3D con corrugaciones

## 6.1. Modificaciones de la estructura para la fabricación

Una vez mejoradas las prestaciones del sistema monopulso, se procede a fabricarlo. Para ello es necesario preparar la estructura para las posteriores pruebas. Para su fabricación se va a dividir en dos partes, la tapa de arriba donde se encuentran las ranuras, y la parte de abajo que contiene todo el sistema.

El diagrama suma y diferencia son obtenidos según por el puerto por el que se alimente la antena. Para realizar las pruebas en los laboratorios se procederá a colocar una carga adaptada como la siguiente en el puerto que quede libre.



Fig. 6.9. Carga adaptada

Para poder posicionarla, se necesita crear los agujeros donde irán los tornillos en el lugar adecuado como se mostrara a continuación. Un problema que apareció a la hora del diseño de dichos agujeros es que se solapaban los de ambos puertos. Para solucionarlo, se abre la entrada del acoplador Riblet comprobando que toda la energía que se inserta, llega de la misma manera a la entrada del mismo.

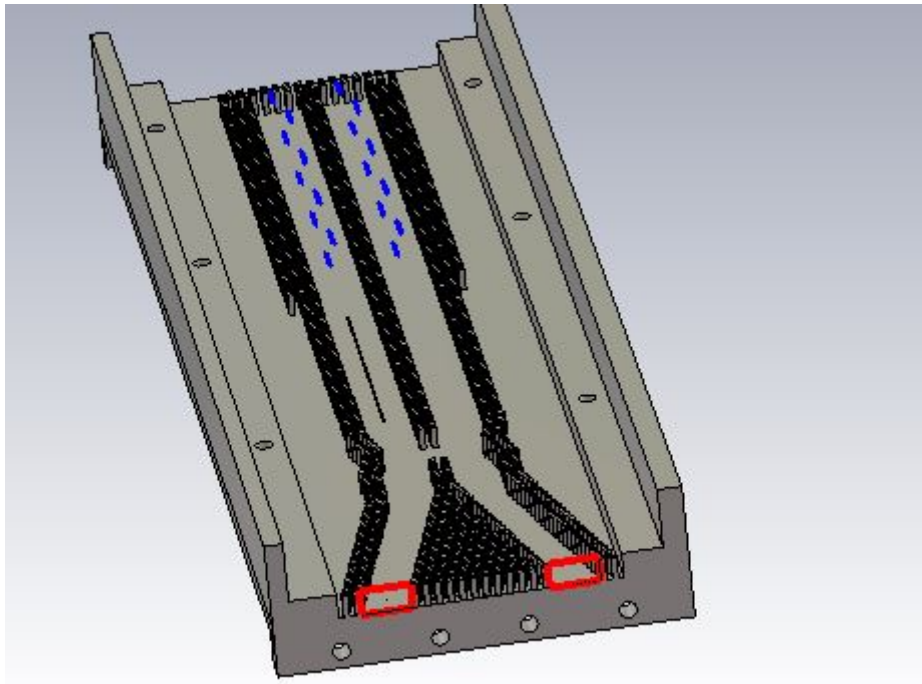


Fig. 6.10. Parte de abajo

En fig. 6.10 se puede observar lo comentado anteriormente, además de los tres agujeros a los lados de la estructura que coinciden con los de la tapa de arriba (fig. 6.11) que servirán para juntar de forma más segura ambas partes.

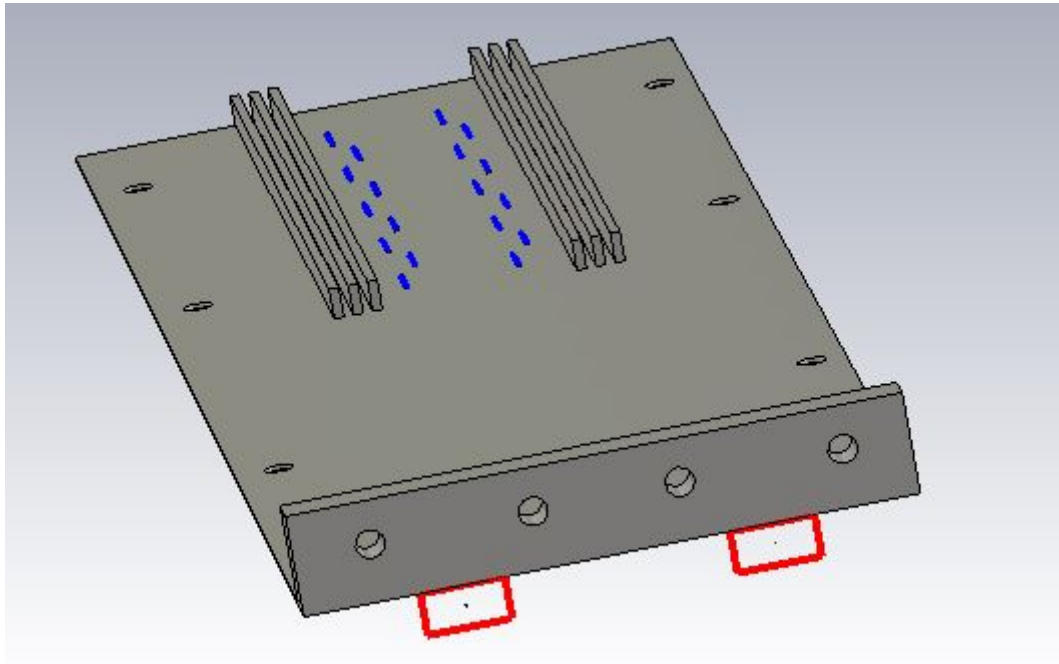


Fig. 6.11. Tapa arriba

En la figura anterior (fig. 6.11), también se puede observar las corrugaciones comentadas anteriormente que ayudan a mejorar la directividad.

A continuación se va a mostrar un prototipo del sistema monopulso, creado en impresión 3D a partir de filamentos de metal, que es un componente con una conductividad más baja que la del metal, pero más económico a la hora de fabricar la antena.



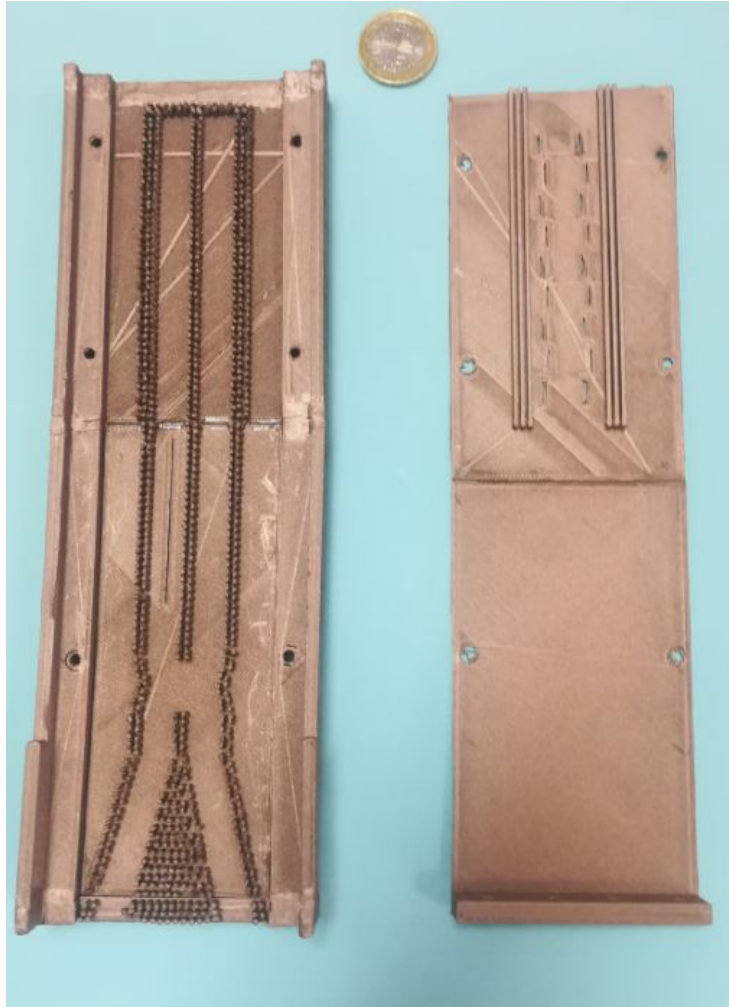


Fig. 6.12. Prototipo antena visto desde arriba

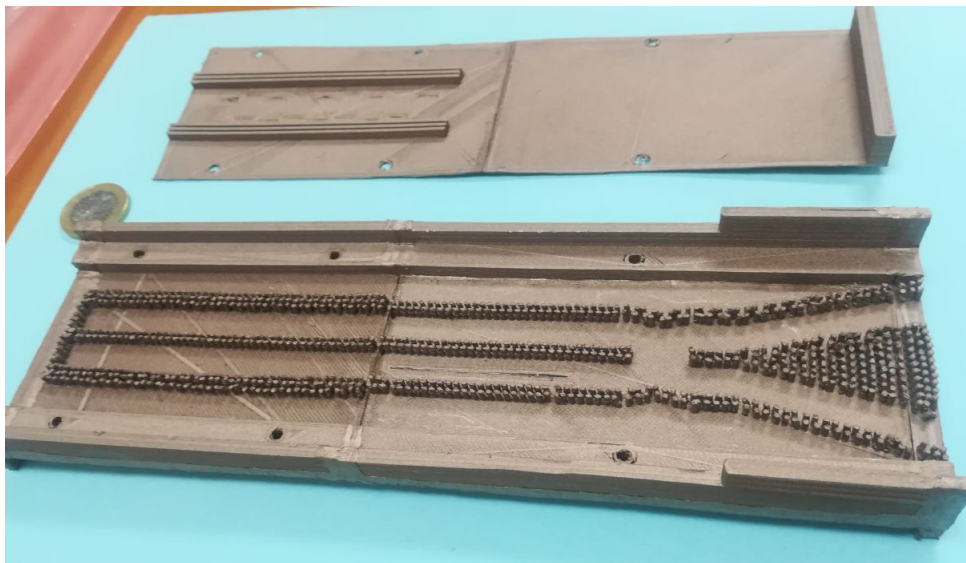


Fig. 6.13. Prototipo antena en perspectiva

## 7. ENTORNO SOCIO-ECONÓMICO

### 7.1. Impacto socio-económico

Para poder desarrollar el entorno socio-económico se ha utilizado gran parte de la bibliográfica descrita en el trabajo, con toda la información práctica para esta sección se ha podido recoger el impacto social, económico y medioambiental del mismo.

Comenzando por el impacto social, la antena diseñada podría utilizarse en aviones para detectar blancos, ya sea para aplicaciones de vigilancia, para control de tráfico o para servicios militares. Se comenta la aplicación en el sector aeroespacial porque es donde la mayoría de los sistemas monopulso son utilizados, pero también podría usarse en coches o barcos para la detección de algún objeto en diferentes aplicaciones. Aunque solo se explica las especificaciones de la antena, el sistema también debe de contar de otra parte que contemple todo el procesado de las señales en la antena utilizada, para el correcto funcionamiento, que aporte a la sociedad una mayor calidad en el servicio en el que se este utilizando.

Continuando con el impacto económico, lo principal a destacar es la tecnología *Gap Waveguide*. Permite diseñar antenas de forma más flexible porque no necesita que los metales estén perfectamente soldados, como ocurre en tecnología basada en guía de ondas, que un mal contacto entre metales provoca grandes pérdidas y un mal funcionamiento. Además, permite diseños para frecuencias más altas, aunque las antenas tengan un tamaño menor. Haciendo una pequeña comparación entre ambas tecnologías destaca las grandes pérdidas que ocasionan las guías de onda si los metales no están perfectamente unidos, que por el contrario no ocurre en *Gap Waveguide*. Esto ocasiona una menor flexibilidad en el diseño y un proceso de fabricación mas costoso. Por tanto el uso de la tecnología *Gap Waveguide* nos permite fabricar las antenas de forma mas barata, más rápida y con gran precisión gracias a las impresoras 3D.

Por ultimo, analizando el impacto medioambiental, se comprueba que tiene un gran coste medioambiental de carácter negativo. El material utilizado en la antena descrita en el trabajo es el metal. Su fabricación provoca emisiones de  $CO_2$  perjudiciales, ya que contribuyen al aumento del efecto invernadero. Otro de los impactos medioambientales más importantes, es la radiación electromagnética. Día a día estamos expuestos a una gran cantidad de campos electromagnéticos que el ser humano no es capaz de ver y que aumentarían a medida que avancen las tecnologías. A pesar de que la afirmación de que los campos electromagnéticos son perjudiciales para la salud no esta totalmente asegurada por los científicos, la Organización Mundial de la Salud, expone que a partir de unos ciertos umbrales, dichas radiaciones pueden tener efectos en los seres humanos.

## 7.2. Presupuesto

El coste de la antena radar descrita en este proyecto asciende a **seis mil ciento veintiocho euros**. En este importe han sido incluidos la estructura del proyecto en sus partes principales detallando las horas de trabajo del autor y del tutor que se muestran en la siguiente tabla.

TABLA 7.1. ESTRUCTURA DEL PROYECTO

Partes principales	Horas	Costo	Total
1. Introducción	Autor =10	6 €	60 €
	Tutor=1	45 €	45 €
2. Estado de la cuestión	Autor =20	6 €	120 €
	Tutor=1	45 €	45 €
3. Antena ranurada	Autor =70	6 €	420 €
	Tutor=3	45 €	135 €
4. Acoplador	Autor =70	6 €	420 €
	Tutor=3	45 €	135 €
5. Desfasadores	Autor =70	6 €	420 €
	Tutor=3	45 €	135 €
6. Sistema monopulso	Autor =70	6 €	420 €
	Tutor=1	45 €	45 €
7. Tecnología Gap Waveguide	Autor =110	6 €	660 €
	Tutor=3	45	135 €
8. Fabricación	Autor =50	6 €	300 €
	Tutor=20	45 €	900 €
9. Entorno socio-económico	Autor =10	6 €	60 €
	Tutor=1	45 €	45 €
10. Conclusiones y bibliográfica	Autor =5	6 €	30 €
	Tutor=1	45 €	45 €
<b>TOTALES</b>	Autor = <b>485</b>	6 €	<b>2.910 €</b>
	Tutor= <b>37</b>	45 €	<b>1.665 €</b>

También se ha realizado un análisis del uso y aprendizaje del software utilizado según la tabla 10.2, en la que se incluyen los costos del autor y el tutor igualmente.

TABLA 7.2. SOFTWARE Y RECURSOS

Concepto	Horas	Costo	Total
1. CST MWS	Autor =30	6 €	180 €
	Tutor=1	45 €	45 €
2. TexMaker (latex)	Autor =20	6 €	120 €
	Tutor=1	45 €	45 €
3. Excel	Autor =15	6 €	90 €
	Tutor=1	45 €	45 €
4. Librerías	Autor =30	6 €	180 €
	Tutor=1	45 €	45 €
5. Artículos online	Autor =30	6 €	180 €
	Tutor=1	45 €	45 €
6. Solid Edge (planos)	Autor =4	6 €	24 €
	Tutor=1	45 €	45 €
<b>TOTALES</b>	Autor = <b>129</b>	6 €	<b>774 €</b>
	Tutor= <b>6</b>	45 €	<b>270 €</b>

Del mismo modo, se detalla el coste de los materiales y uso de la impresora 3D para la fabricación de la antena en la tabla 10.3.

TABLA 7.3. COSTES DE LA ANTENA

Concepto	Horas	Costo	Total
Antena ranurada - materiales	-	50 €	50 €
Acoplador - materiales	-	50 €	50 €
Desfasador - materiales	-	25 €	25 €
Maquina 3D - materiales	24	16 €	384 €
<b>TOTALES</b>	24	-	<b>509 €</b>

Como aclaración, en el precio de la hora del autor han sido incluidos el uso y amortización de ordenadores, tablet, impresoras...etc. Así como gastos de transporte, dietas, reuniones y materiales de oficina.

Sumando todos los totales se obtiene un costo:

$$\text{TOTAL} = 2,910 + 1,665 + 774 + 270 + 509 = 6,128\text{€}$$

Finalmente, al proyecto habría que añadirle el impuesto sobre el valor añadido (IVA), que a día de hoy en España se tributa al 21 %.

## 8. CONCLUSIONES

### 8.1. Principales conclusiones

Uno de los principales objetivos del trabajo consiste en el diseño de la antena radar y la comparación de resultados en tecnología *Groove Gap Waveguide*, uno de los tres tipos de *Gap Waveguide*, con respecto a la tecnología basada en guía de ondas. Esto surgía debido a que para una banda de frecuencias a partir de los 30 GHz, las guías de ondas provocan grandes inconvenientes en el diseño de antenas, como puede ser la difícil fabricación a la hora de crear una cavidad cerrada por su pequeño tamaño.

Para poder demostrar que ambas tecnologías se comportan de forma similar, se procede a la creación de los diagramas de dispersión, donde se observa que para la frecuencia de operación utilizada en el diseño de la antena, no existe ningún modo propagándose, por tanto la fila de pines unida al plano conductor se comporta como un conductor magnético perfecto (PMC), siendo equivalente a las paredes de la guía de ondas.

Haciendo una comparación de la antena ranurada en ambas tecnologías, se puede concluir que se obtienen unos peores resultados en *Groove Gap Waveguide*, debido a la pérdida del campo a través de la tapa superior donde se encuentran las ranuras, hace que se pierda potencia hacia los lados de la antena, lo que se traduce en un decremento de directividad en la dirección de radiación deseada.

Para el resto de componentes del sistema monopolso, los resultados son similares en ambas tecnologías, obteniendo un acoplador Riblet muy bien adaptado, con unos parámetros S por debajo de -10 dB y una diferencia de fase de 90° en las señales de salida del mismo. Para el desfasador, también se obtienen unos resultados óptimos, generando un desfase de 90° con respecto a una guía de ondas del mismo tamaño rellena de aire, y un parámetro de reflexión y transmisión dentro de los valores correctos para su funcionamiento.

Una vez diseñados todos los elementos del sistema monopolso, se procede a la unión del acoplador, el desfasador, la guía de ondas y las antenas ranuradas. Los resultados obtenidos son mejores en tecnología basada en guía de ondas, ya que, la antena produce una mejor directividad. En ambas tecnologías se consigue una antena de acuerdo a las especificaciones, que cumple los requisitos de antena radar.

Por último, para la fabricación de la antena, se diseñan las modificaciones oportunas para poder medir su funcionamiento en los laboratorios, además de la introducción de corrugaciones para la mejora de la directividad de la antena, consiguiendo un sistema monopolso muy potente en tecnología *Groove*. Pudiendo concluir que ambas tecnologías funcionan de forma similar.

## 8.2. Objetivos cumplidos

Dentro de los objetivos iniciales descritos al inicio del trabajo se puede concluir que se han cumplido los siguientes:

- Gran aprendizaje en la utilización del software de diseño *Cst Microwave Studio*.
- Diseñar una antena ranurada con amplitudes y fases uniformes con una dirección de apuntamiento de 90°.
- Red de alimentación para el diseño del sistema monopulso donde dependiendo del puerto de alimentación, proporciona los diagramas de radiación suma y diferencia para comprobar el funcionamiento del mismo.
- Demostrar a partir de los diagramas de dispersión el concepto de guía de ondas para altas frecuencias.
- Diseño de todos los componentes en ambas tecnologías para después proceder a comparar los resultados.
- Obtención de resultados óptimos para la frecuencia de trabajo de 24 GHz perteneciente a la banda K.
- Preparar la antena a partir de las modificaciones oportunas para su posterior fabricación.
- Obtener un trabajo estructurado que aporte una correcta visión de su realización.

## 8.3. Líneas futuras de trabajo

En cuanto a las líneas futuras, destacan:

- Conseguir un nivel de adaptación inferior a -10 dB para el puerto de entrada 1 del sistema monopulso.
- Mejorar las fases de la antena, de tal forma que no se acople campo entre ellas y tampoco aparezcan grating lobes.
- Rediseñar la antena de manera que no solo apunte a una dirección sino que permita un barrido de direcciones.
- Mejorar la posición de las ranuras de la guía con el objetivo de mejorar los parámetros de radiación.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] L. Joskowicz. "Breve historia de las telecomunicaciones". ResearchGate. [https://www.researchgate.net/publication/267429303\\_Breve\\_Historia\\_de\\_las\\_Telecomunicaciones](https://www.researchgate.net/publication/267429303_Breve_Historia_de_las_Telecomunicaciones) (acceso: 29 de julio de 2018).
- [2] A. Constantine Balanis, *Antenna theory analysis and design*, 3th ed. Hoboken (N.J.): John Wiley & Sons, 2005.
- [3] C. M. S. Tutorials. "Workflow & solver overview". CST-Computer Simulation Technology. <https://www.cst.com/> (acceso: 15 de mayo de 2018)
- [4] Universitat politècnica de València. *Fundamentos de antenas 2ª parte: Parámetros básicos*. (28 de Enero de 2016). Acceso: 6 de agosto de 2018. [Video en línea]. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=pSk2Hvey7isf>
- [5] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*, 2th ed. Co-Singapore: McGraw-Hill, 1992.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 2th ed. United State: John Wiley & Sons, 1998.
- [7] C. García Argos. "Apuntes de Fundamentos de Microondas 1 4 o E.T.S.I. Telecomunicación Universidad de Málaga". Telecom-Málaga. <http://www.telecos-malaga.com/descargas/apuntes/4Curso/FM1/FM1-Apuntes.pdf> (acceso: 5 de julio de 2018)
- [8] M. A. Acevedo-Mosqueta, R. Castañeda-Castillo y P. Oleksiy, "Diseño de antenas de ranura resonante para su aplicación en redes wifi", *Científica*, vol. 13, n.º 1, 2009. [En línea]. Disponible en: <https://www.redalyc.org/html/614/61412184007/>. Acceso: junio 2018.
- [9] D. G. Ovejero, "Diseño de arrays de ranuras cargadas con dipolos parásitos en guía rectangular", Trabajo de fin de Máster, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España, 2011. [En línea]. Disponible en: <https://riunet.upv.es/handle/10251/12537>
- [10] T. E. C. Rodríguez. "ANTENA SECTORIAL DE GUÍA DE ONDA RANURADA PARA LA BANDA DE 2.4 GHZ". ResearchGate. [https://www.researchgate.net/publication/313794371\\_ANTENA\\_SECTORIAL\\_DE\\_GUIA\\_DE\\_ONDA\\_RANURADA\\_PARA\\_LA\\_BANDA\\_DE\\_24\\_GHZ](https://www.researchgate.net/publication/313794371_ANTENA_SECTORIAL_DE_GUIA_DE_ONDA_RANURADA_PARA_LA_BANDA_DE_24_GHZ) (acceso: 3 de junio de 2018)

- [11] J. L. Vázquez Roy. "Apuntes de Campos electromagnéticos". tsc.Uc3m. <http://www.tsc.uc3m.es/~jvazquez/APUNTESP.pdf> (acceso: 29 de mayo de 2018)
- [12] D. Ariza Rey, "Diseño de arrays planos de ranuras en tecnología Groove Gap Waveguide", Trabajo de fin de grado, Dpto. de la Teoría de la Señal y Comunicación, Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, España, 2016. [En línea]. Disponible en: <https://e-archivo.uc3m.es/handle/10016/27290>
- [13] S. Gutiérrez Oliva, "Diseño de antenas en tecnología Gap Waveguide", Trabajo de fin de grado, Dpto. de la Teoría de la Señal y Comunicación, Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, España, 2015. [En línea]. Disponible en: <https://e-archivo.uc3m.es/handle/10016/23647>
- [14] P. A. Rizzi, *Microwave engineering: passive circuits*, Prentice Hall, 1988.
- [15] M. Mohammadi, F. H. Kashani y J. Ghalibafan, "A compact planar monopulse combining network at W-band", *2009 5th IEEE GCC Conference & Exhibition*, pp. 1-5, Mar. 2009. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5734259&isnumber=5734232>. Acceso: junio 2018.
- [16] H. J. Riblet, "The short-slot hybrid junction", *Proceedings of the IRE*, vol. 40, n.º 2, pp. 180-184, Feb. 1952. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4050920&isnumber=4050904>. Acceso: junio 2018.
- [17] L. Z. You y W. B. Dou, "Design and optimization of planar waveguide magic tee at w-band", *2007 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1-4, 2007. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4266078&isnumber=4266021>. Acceso: junio 2018.
- [18] J. A. Ruiz-Cruz, J. R. Montejo-Garai, J. M. Rebollar, A. I. Daganzo y I. Hidalgo-Carpintero, "Design of riblet-type couplers for ka band applications", *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 4276-4279, 2007. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4396486&isnumber=4395410>. Acceso: julio 2018.
- [19] N. TM. Nateel, "Diseño de acopladores direccionales para la banda Q en tecnología de guía integrada en substrato (SIW)", Trabajo de fin de máster, Universidad de Cantabria, Cantabria, España, 2013. [En línea]. Disponible en: <https://repositorio.unican.es/xmlui/handle/10902/3886>



- [20] A. R. Pérez Quintanilla , "Módulo de correlación y detección en guía de onda y banda Q para el polarímetro del proyecto EPI", Trabajo de fin de máster, Universidad de Cantabria, Cantabria, España, 2013. [En línea]. Disponible en: <https://repositorio.unican.es/xmlui/handle/10902/2960>
- [21] R. Jaro Báez, "Estudio de redes de microondas divisoras de potencia", Trabajo de fin de máster, Universidad Autónoma de Madrid, Madrid, España, 2013. [En línea]. Disponible en: <https://repositorio.uam.es/handle/10486/662538>
- [22] B. Hussain, "Short-Slot Hybrid Coupler in Gap Waveguides at 38 GHz", Trabajo de fin de máster, Dpto. de sistemas y señales, Universidad tecnológica de Chalmers, Göteborg, Suecia, 2011. [En línea]. Disponible en: <https://pdfs.semanticscholar.org/cde4/a20ca6d7c85f71f246b457638550d047f3b3.pdf>
- [23] R. Cancelas Cancela, "Diseño de un divisor de potencia de tipo travelling wave", Trabajo de fin de grado, Dpto. de de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones, Universidad Autónoma de Madrid , Madrid, España, 2015. [En línea]. Disponible en: <https://repositorio.uam.es/handle/10486/668370>
- [24] J. M. M. Pantoja, *Ingeniería de microondas: técnicas experimentales*, Pearson Educación, 2002.
- [25] V. Coronel, D. Tenelanda y A. Puente. "Desfasadores". Scrib. <https://www.scribd.com/doc/198814774/DESFASADORES> (acceso: 10 julio de 2018)
- [26] F. Arndt, A. Frye, M. Wellnitz y R. Wirsing, "Double Dielectric-Slab-Filled Waveguide Phase Shifter", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, n.º 5, pp. 373-381, May. 1985. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1133008&isnumber=25145>. Acceso: junio 2018.
- [27] J. Cagigas Ibáñez, J. L. Cano de Diego y E. Artal Latorre, "Desfasador diferencial 90° compacto de banda ancha en guía de onda", 2013.
- [28] L. U. Kibler, "The cutoff region of a rectangular waveguide with losses, its properties and uses", *The Bell System Technical Journal*, vol. 48, pp. 2221-2258, Sept. 1969. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6769763&isnumber=6769756>. Acceso: julio 2018.

- [29] E. Rajo-Iglesias, M. Ebrahimpouri y O. Quevedo-Teruel, "Wideband Phase Shifter in Groove Gap Waveguide Technology Implemented With Glide-Symmetric Holey EBG", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, n.º 6, pp. 476-478, Jun. 2018. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8359490&isnumber=8372803>. Acceso: julio 2018.
- [30] W. Hong, "Development of microwave antennas, components and subsystems based on siw technology", *2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, vol. 1, pp. P-14, 2005. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1617827&isnumber=33907>. Acceso: julio 2018.
- [31] G. Amazares Calderón, J. M. Inclán Alonso, y M. Sierra Pérez, "Antena plana banda ku en tecnología siw", 2013.
- [32] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu y T. J. Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n.º 9, pp. 446-448, Sept. 2004. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1324743&isnumber=29324>. Acceso: julio 2018.
- [33] A. U. Zaman y P. Kildal, "Different gap waveguide slot array configurations for mmwave fixed beam antenna application", *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-4, Abr. 2016. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7481541&isnumber=7481093>. Acceso: julio 2018.
- [34] P. Liu, A. U. Zaman y P. Kildal, "Design of a double layer cavity backed slot array antenna in gap waveguide technology", *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp. 682-683, Oct. 2016. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7821263&isnumber=7821043>. Acceso: julio 2018.
- [35] P. S. Kildal, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso y A. Valero-Nogueira, "Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, n.º 3, pp. 262-270, Feb. 2011. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5714034&isnumber=5714032>. Acceso: julio 2018.

- [36] A. A. Brazález, E. Rajo-Iglesias, J. L. Vázquez-Roy, A. Vosoogh y P. Kildal, "Design and Validation of Microstrip Gap Waveguides and Their Transitions to Rectangular Waveguide, for Millimeter-Wave Applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n.º 12, pp. 4035-4050, Dec. 2015. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7321835&isnumber=7343772>. Acceso: julio 2018.
- [37] A. Berenguer, V. Fusco, D. E. Zelenchuk, D. Sánchez-Escuderos, M. Baquero-Escudero y V. E. Boria-Esbert, "Propagation Characteristics of Groove Gap Waveguide Below and Above Cutoff", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, n.º 1, pp. 27-36, Ene. 2016. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7353224&isnumber=7370835>. Acceso: julio 2018.
- [38] C. Pérez Vega, J. M. Zamanillo Sáinz de la Maza y A. Casanueva López. "Apuntes de clase impartidos en la asignatura de Sistemas de Telecomunicación". Personales.unican. <http://personales.unican.es/perezvr/pdf/Compilacion4.pdf> (acceso: 20 de julio de 2018)
- [39] P. Wave, *The W1GHZ Online Microwave Antenna Book*, 2001. [En línea]. Disponible en: <http://www.w1ghz.org/antbook/contents.htm>
- [40] S. Pina Belmonte, "Diseño de guíaonda ranurada integrada en sustrato con propiedades de filtrado incorporadas", Trabajo de fin de grado, Universidad de Castilla-La Mancha, Cuenca, España, 2014. [En línea]. Disponible en: <https://ruidera.uclm.es/xmlui/bitstream/handle/10578/11895/TFG-GISAT-Sergio-Pina-Belmonte.pdf?sequence=4>
- [41] Universitat politècnica de València. *Introducción a los parámetros S*. (27 de Septiembre de 2011). Acceso: 6 de agosto de 2018. [Video en línea]. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=lpyMFEHPXXs>
- [42] C. Alcaraz, J. Balbastre, y F. Vega, "Diseño y fabricación de un sistema monopolso para aplicaciones RFID", *Actas de Ingeniería*, vol. 1, pp. 134-138, 2015.
- [43] I. Álvarez Olmos, "Implementación de la técnica monopolso para un sistema de array", Trabajo de fin de grado, Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España, 2018. [En línea]. Disponible en: <http://oa.upm.es/49480/>

- [44] P. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira y E. Rajo-Iglesias, "Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, n.º 3, pp. 84-87, 2009. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4729600&isnumber=4808186>. Acceso: agosto 2018.
- [45] F. D. Ortín, D. Artigas García y J. Recolons Martos, *Campos electromagnéticos*, Universitat Politècnica de Catalunya: Iniciativa Digital Politècnica, 2004.
- [46] E. Rajo-Iglesias y P. Kildal, "Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, n.º 3, pp. 282-289, Feb. 2011. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5714037&isnumber=5714032>. Acceso: octubre 2018.
- [47] E. Rajo-Iglesias, Ó. Quevedo-Teruel y L. Inclán-Sanchez, "Planar Soft Surfaces and Their Application to Mutual Coupling Reduction", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n.º 12, pp. 3852-3859, Dec. 2009. [En línea]. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5061599&isnumber=5338646>. Acceso: octubre 2018

## APÉNDICE A. RESUMEN EN INGLÉS

Currently, many of the electronic devices we use, need wireless connections for its proper working. Such is the demand and the future expansion of these, that the spectrum has been saturated. This is a problem that will get worse in the future with the upcoming arrival of the well-known The Internet of Things (IoT). It is necessary to develop new devices in higher frequency bands in order to approach the problem.

The use of high frequencies for the design of antennas, is a great challenge because the radiation of an antenna is optimal when its size is comparable with its working wavelength, which is inversely proportional to the working frequency, needing smaller antennas for higher frequencies.

The design of the radar antenna described in this project is performed at a working frequency of 24 GHz, considered within the high frequency band K, with the aim of making a design comparison between technology based on waveguide respect to Groove Gap Waveguide.

For the implementation of the radar antenna, it has been necessary to design its three main parts.

On the one hand, we have the creation of the slotted antenna, whose specification would be uniform amplitudes and phases, and the direction of maximum aiming is at 90 degrees.

The design of this antenna is based on the concept of grooved resonant cavity. An antenna is a passive device, that when is connected to an electrical circuit, it presents an impedance. This impedance has a real part, that represent the amount of radiated energy, and an imaginary part, that indicates the stored energy around the antenna. The main feature for an antenna to be considered resonant, is the removal of the imaginary part.

Based on this concept, the alternating slots are designed respect to the guide's axis to achieve the designing requirements. In addition, the guide is seal at the end by a metal wall, causing a stationary wave inside to be able to excite the slots.

Once then antenna is created and simulated in the Cst Microwave Studio design software, all obtained results are checked. For the reflection coefficient, it would be necessary to obtain a value below -10 dB. From this value an antenna can be considered adapted. Also, phases and amplitudes should be uniform to the working frequency, and the direction of maximum aiming ought to be at 90 degrees. It should be considered that, for an array of uniform amplitudes and phases, the secondary lobe level should be around -13 dB, and in order to avoid grating lobes, the distance between elements must be less than the wavelength of the guide.

Following with the Riblet Short-slot coupler, which will act as a power divider, will

be used to combine the power between their ports. The signal enters through one port and exits through the other with less power, because it has been divided. It is considered a hybrid coupler where the coupling factor is 3 dB, which means that the power that enters through one of its ports is divided in the same way by the output ports.

The Riblet Short-slot coupler has been designed using two rectangular guides separated a certain distance joined by the coupling region which has been created by the elimination of the internal walls of the guide. These guides are the same ones that were used in the slotted antenna, so that, once all the elements are designed, we proceed to the union and there will be no losses in the connections, being the WR34 one, where the width is determined by the parameter  $a = 8.636$  mm and the height by  $b = 4.318$  mm. This coupler can be designed in the H or E plane. In the project the design is chosen in the H plane to obtain a greater coincidence of dimensions in the union of the elements. The most significant feature of its design with respect to other Riblet couplers, is the cutting of the side walls in the shape of 'V' that allow to obtain a simpler design.

To calculate the dimensions of the coupler, it is necessary to define the specifications: the phase shift produced in the output ports should be 90 degrees and the coupler should act as a power divider. Obtained the theoretical dimensions, we proceed to the creation of the coupler using the design software. Once the coupler has been designed, we optimize its dimensions for obtaining a better results to the working frequency.

The coupler has four ports, ports 1 and 2 are input ports, and 3 and 4 are output ports. When we insert the power by port 1, it must be divided by ports 3 and 4 in the same way, staying port 2 decoupled from 1, which means that there is no power transmission between them. To be able to affirm this, the reflection parameter in port 1 must be adapted with a value below -10 dB for the operating frequency. The  $S_{21}$ , which represents the outgoing energy through port 2, having been introduced by port 1, must be decoupled, so that there is no power transmission between those ports. Parameters  $S_{31}$  and  $S_{41}$  must be around 0 dB so that the power supplied by port 1 leaves both ports with half power. These results have been also checked when the power is inserted through port 2, because both ports will be used for supply energy to the radar antenna.

The last part of the design of the radar antenna is the phase shifter, which is of great importance in the applications of communication's systems and having one of the most used applications because the coupler Riblet attached to a phase shifter serves to supply energy to the antennas that are like this one in the project.

A phase shifter is a device that provides a phase shift to a signal without altering the physical path of the signal. There are several types of phase shifters, which can generate a constant or variable phase shift. An ideal phase shifter has low insertion losses and can vary the phase without modifying the amplitude of the signal. The phase difference they provide can be defined by: the insertion phase shift and the differential phase shift.

The insertion phase shift is between the output signal and the input signal; while the differential offset happens when a phase difference is provided between two diffe-

rent paths. One of them is considered as the reference phase, and the difference between this one and the other one is considered the phase shift.

Throughout history there have been different types of phase shifter such as reciprocals, variables, rotating plate or rectangular guide among others. The one that will be used and designed in the project is the rectangular guide, designing three different types for choosing the most appropriate one.

The main characteristic that these designs must satisfy is that the phase difference that occurs with respect to a same size empty waveguide must be 90 degrees and the reflection coefficient has to be adapted.

The phase shifter chosen is a dielectric sheet from a non-standard rectangular guide. This type causes a phase shift from the widening of the standard rectangular guide because changing the width of the guide, the cutting frequency changes, and therefore the propagation constant changes too. This, besides the insertion of the dielectric sheet in the position where the field for the  $TE_{10}$  mode is maximum, cause the increase of the effective dielectric constant and the decrease of the wavelength helping to achieve the desired phase shift.

The dimensions are calculated from the test and error analysis of the results obtained by the Cst Microwave Studio simulator, and we choose the ones that are more convenient for the frequency of work. These dimensions are those in which the offset respect to the waveguide is 90 degrees and the reflection parameter is adapted.

Once the three parts of the radar antenna have been designed, they are joined together for the creation of the monopulse system, one of the most important for radar systems because it only uses one pulse, avoiding possible interferences between pulses of the echo signal and possible errors when determining the tracking position.

To verify that all work properly, we proceed to join only the coupler and the phase shifter to check that coherent results come out before incorporating the antenna. To do this, the first step is supplying energy to the coupler and the phase shifter through the two input ports of the Riblet coupler. Starting with port 1, the coupler will divide the energy by its two outputs ports in the same way, making the signals have 90 degrees out of phase. After passing both signals through the phase shifter and the waveguide, they have the same phase at the exit of the ensemble, obtaining, when the antenna is incorporated, the sum radiation diagram. In order to verify this, the results obtained by the simulator are evaluated, checking that the S parameters are adapted and the difference of phase at the exit of the ensemble is 0 degrees. If we now excite the ensemble through port 2, the parameters S obtained are practically the same as when powering the ensemble through port 1. However, the phase shift produced by the Riblet coupler will have a reverse behavior when feeding it through port 1, producing an output phase shift of the union of 180 degrees, which will result in the difference radiation diagram.

Once the previous results have been verified, the slotted antenna is incorporated to

the two output ports of the previous ensemble. By feeding the system through port 1, the sum radiation diagram is obtained as is expected, which is the combination of the beams generated in the center of each element of the array, presenting the direction of maximum pointing of 91 degrees. Therefore, it can be considered broadside because it only has deviated 1 degree from the desired direction, considering a correct result. It is also obtained that the secondary lobe level is around the initial -13 dB in the design because the goal is that the area of coverage of the antenna is 90 degrees. The directivity improves to a value of 18.4 dBi increasing approximately 3 dBi respect to that provided by the slotted antenna. This is seen in the beam width of the secondary lobe being narrower than the one provided by the slotted antenna. Apart from the sum diagram, the difference one is also created by feeding the system through port 2, characterized by its two main lobes, one on each side of the sum diagram and the null one around the 91 degrees that, for the sum diagram, matches with the direction of maximum aiming. The main lobes on each side of the null position are characterized by being equal in magnitude and having opposite phase, providing a correct result to the system.

It is important to consider when designing the monopulse system, to avoid the appearance of grating lobes. For this, the distance between the elements of the antennas used should not be greater than  $\lambda_0$ , being 12.5mm and the distance between elements 9.64 mm.

This is because for arrays of uniform amplitude and phase, the grating lobes appear when the distance between elements is greater than  $\lambda_0$ , satisfying the specifications and avoiding their appearance.

Once the operation of the monopulse system has been obtained and verified, we proceed to create it in Gap Waveguide technology in order to be able to demonstrate the correct working, because the main problems that the technology based on waveguide presents are the losses that can be caused, as it must exist a good electrical contact in the joints of the different parts of the guide. In addition, for high frequencies like millimeters and microwaves, this technology presents large losses in the dielectrics used and a difficult manufacture due to its small size because, for high wave frequencies, we need small antennas. The wavelength is inversely proportional to the frequency, and for proper operation, the size of the antenna must correspond to the wavelength.

Gap waveguides are built through parallel plates of metal, which are not in contact one with each other, creating a confinement of energy in the direction of them thanks to a structure of pins separated a certain distance that act as a wall, avoiding any other direction due to the creation of a high impedance equivalent to open circuit on the surface where the pins are located.

A specific design of the pins is needed for acting in the form of a wall obtaining a similar behavior to the technology based on waveguide. The pins are placed in one of the parallel plates of metal, and they are 1mm apart from each other, being all the pins of the same size. These pins cause a region of high impedance making the conductor where they are placed to act as a perfect magnetic conductor (PMC). The frequency bands that allow



this feature are known as the stopband, allowing the use of a new waveguide application for high frequencies.

If the height of the pins is approximately  $\frac{\lambda}{4}$ , the region of impedance mentioned above is created, causing the metal plate where they are located to act as a perfect magnetic conduit (PMC).

Therefore, to demonstrate that the rows of pins act in a similar way than the walls of a waveguide, we proceed to the design of pins according to the specified requirements. To prove that, for the frequency of operation the rows of pins act as a PMC causing no propagation mode. The scatter diagrams are created from the simulator, by an infinite number of pins, all with the same dimensions, separated the same distance one of each other.

In these diagrams it is verified that for frequencies lower than the cutoff frequency of the first mode, the TEM mode appears in the scatter diagram. This is because the row of pins still does not act as a PMC, because this requires reaching a pin height that depends on the frequency at which it works. By not acting as PMC, we have two parallel metal plates that create a potential difference, for this reason this mode appears. Once the necessary pin height has been reached, it is verified that there are a series of frequencies in which no mode propagates, behaving as walls that confine the energy and, therefore, helping to create the waveguides for high frequencies. Obtained the dimensions and the period of the pins the radar antenna is designed in Gap Waveguide technology.

To start verifying that the Groove technology, one of the three most important types of Gap Waveguide, the walls of the slotted antenna are changed by rows of pins. It is important to keep the dimensions of the antenna, so that the results obtained don't change. The antenna is designed with a short circuit at the end of it in order to create a standing wave inside and being able to power the slots. To keep satisfying with the comments above, it is necessary to put two rows of pins at the end of this to create the same short circuit condition at the antenna to continue radiating as expected.

Simulations are obtained for up to three rows of pins to obtain better results. After this, it is verified that for three rows the results are much more optimal, because the directivity increases up to 2 dB, achieving that the direction of maximum aiming is at 91 degrees, being able to consider it broadside and the level of secondary lobe around -13 dB. A reflection coefficient below -10 dB is also achieved. With these results it can be concluded that the antenna meets the requirements, however, they are worse than technology based on waveguide.

Following with the Riblet coupler, for its design we start from the dimensions obtained in technology based on waveguide. It should be noted that in order to obtain the power divider adapted, the dimensions have been minimally modified through the simulator to achieve better results. This is because the rows of pins have a worse flexibility when designing the side walls in the shape of 'V'. The dimensions that most affect the correct working of the coupler are those that define the coupling region, being those modified ac-

cording to the results obtained from the simulator. For this case, the results are compared with one and with two rows of pins, concluding that with two rows of pins is obtained a greater adaptation for the reflection parameter  $S_{11}$  and a better energy decoupling in the parameter  $S_{21}$  avoiding the transfer of energy from port 1 to 2. In addition, the offset in the output signals is 90 degrees for the case of two rows of pins as required in the work. Due to these results the coupler formed by two rows of pins is chosen for the design of the monopulse system.

Finishing with the design of the phase shifter formed by a dielectric sheet from a non-standard rectangular guide, maintaining almost the same dimensions obtained in technology based on waveguide, we obtain better results with two rows of pins as also happens for the coupler. The electric field concentrates better in the interior, preventing it from escaping, and therefore producing better results.

Once all the parts of the monopulse system described have been designed, they are coupled together so that, depending on which port is feeding the system, the desired radiation diagrams are obtained. As detailed in the previous sections, the results are better for two rows of pins, therefore, said system will be simulated with the same number of rows. As for the slotted antenna, the results are better for the case of three rows of pins, so the design is created with two rows and only the part where the antenna is incorporated will have three rows. The results obtained are very similar to the technology guided, however, a drop in directivity is observed in the slotted antenna designed in Groove technology. This is due to the propagation of the electric field in the top cover of the antenna where the slots are located. Producing that it radiates power to the sides of the antenna, which ends with said descent. With this information, corrugations are designed to prevent the field from spreading, because they create a high impedance in the place where they are located, for a polarization and direction of propagation. Once the capabilities are improved, the system is adapted to measure its degree of use in laboratories, achieving a very powerful monopulse system in Groove technology.

To finish with this summary, the main objectives fulfilled in the accomplishments of the project are detailed below:

- Design a slotted antenna with uniform amplitudes and phases with an aiming of 90 degrees.
- Supply a power grid for the design of the monopulse system where, depending on the power port, it provides the sum and difference radiation diagrams to check its operation.
- Prove from the scatter diagrams the concept of waveguide for high frequencies.
- Design of all the components in both technologies and then proceed to compare the results.

- Obtaining optimal results for the working frequency of 24 GHz belonging to the K band.
- Prepare the antenna from the appropriate modifications for its subsequent manufacture.
- Great learning in the use of the Cst Microwave Studio design software.
- Obtain a structured project that provides a correct vision of its realization.

## APÉNDICE B. SIMULADOR CST MICROWAVE STUDIO

Todas las simulaciones de este trabajo se han conseguido a partir del simulador *Cst Microwave Studio*. Es un programa muy potente a la hora de simular campos electromagnéticos sobre todo para altas frecuencias, a partir de unas estructuras que son creadas en dicho simulador. Tiene una interfaz sencilla de utilizar para el conocido Sistema Operativo Windows permitiendo una experiencia de usuario muy reconfortable y ayudando a detectar problemas más rápidamente. Destaca también por sus gráficos bidimensionales y tridimensionales ayudando a tener una mayor visión del problema a estudiar.

Para empezar a trabajar con dicho simulador es necesario indicar el rango de frecuencias y las unidades con las que se desea trabajar. Además del tipo de estructura a utilizar, en este trabajo elegimos dentro de antenas, la estructura de guía de ondas.

Dando una visión rápida al programa, unas de las partes más importantes es lo que se conoce como árbol de navegación, el cual te permite ir a los elementos estructurales creados, ir a los resultados obtenidos a partir de las simulaciones o hacer cambios en la configuración.

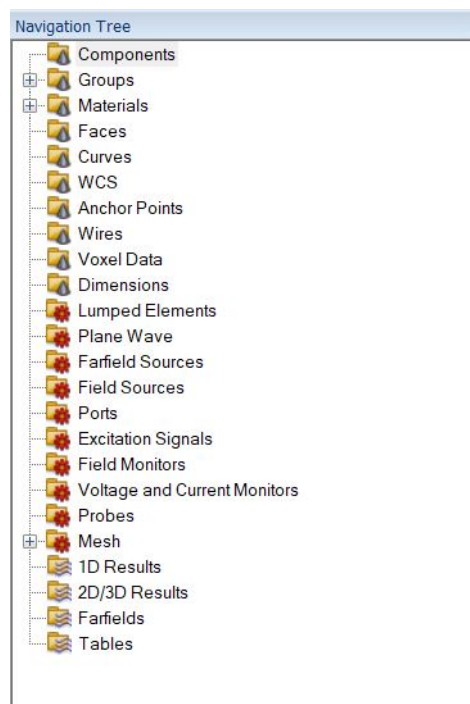


Fig. B.1. Árbol de navegación

Una vez situado en el menú principal del programa se puede a través de la barra de comandos empezar a crear las estructuras que serán detalladas en los siguientes capítulos del trabajo. *Cst Microwave Studio* permite modificar, rotar, posicionar las estructuras según el diseño de cada usuario. También permite aplicar transformaciones geométricas

muy útiles si en el diseño de la estructura se repiten partes de la misma, recortar, rellenar, rotar, añadir materiales, crear curvas entre infinitas opciones que presenta el programa.

Simulada la estructura, genera los resultados para comprobar si esta funciona como es esperado. Para este trabajo los resultados más importantes han sido los parámetros S y diagramas de radiación.

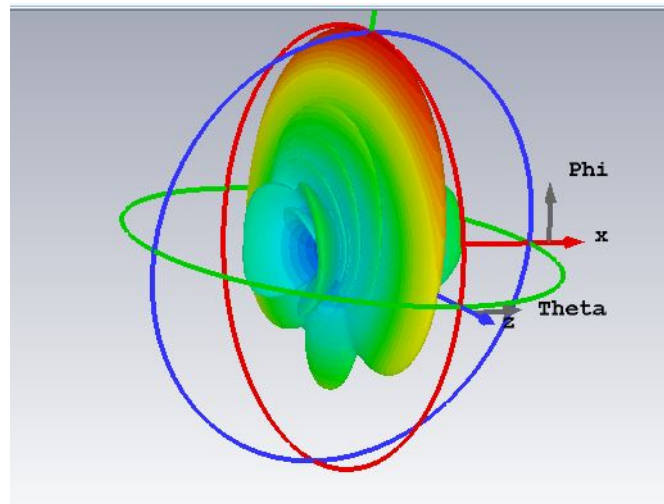


Fig. B.2. Ejemplo de diagrama de radiación

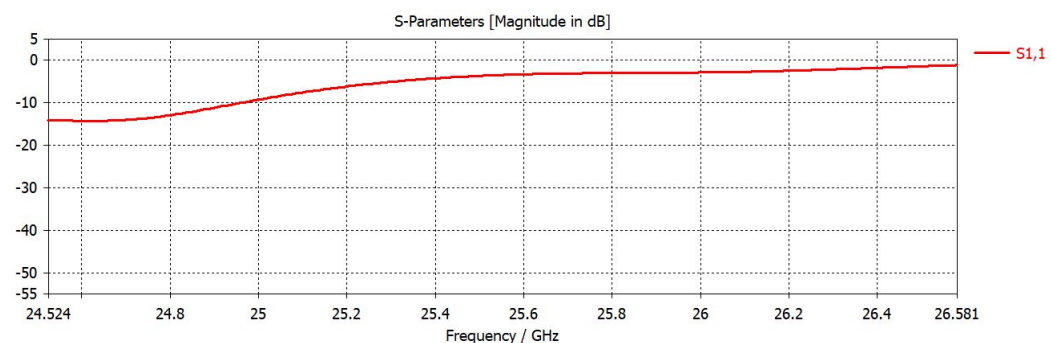
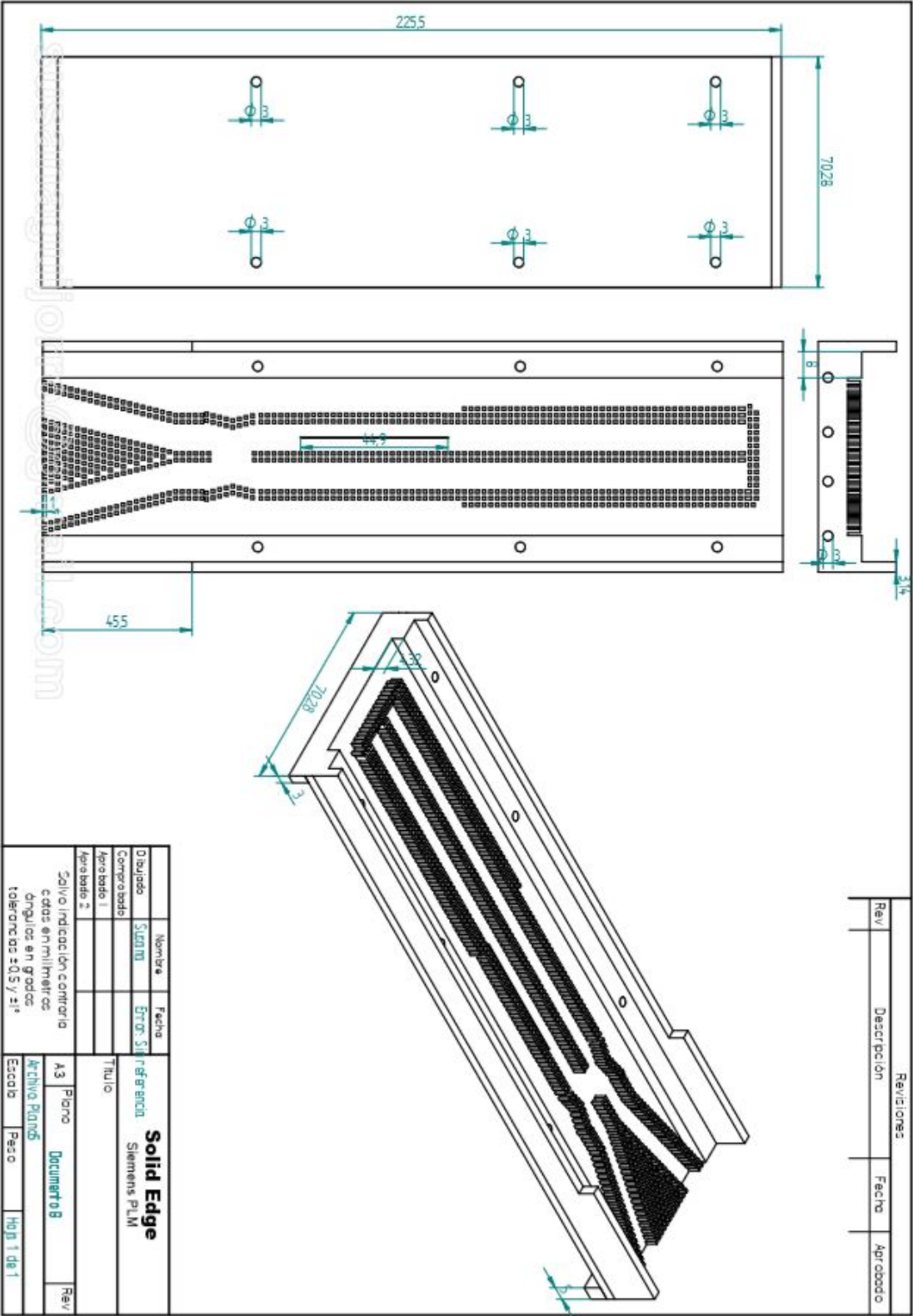


Fig. B.3. Ejemplo de resultado de parámetros S

Cabe destacar que para que se realicen bien las simulaciones hay que tener los siguientes aspectos en cuenta:

- La correcta definición de los puertos para alimentar a la antena de forma correcta.
- Definir de forma precisa las condiciones de contorno y simetría de la estructura a simular. La correcta definición de los planos de simetría produce que disminuya el tiempo de simulación.
- Visualizar la malla, el programa genera una malla automática, pero en algunos casos es necesario modificarla para una correcta simulación.

APÉNDICE C. PLANOS



Solid Edge	
Siemens PLM	
Nombre	Fecha
2 dibujos	Error 51
Control todo	
Apre todo 1	
Apre todo 2	
Solo indicacion control b	
coloca en milímetros	
originales en grados	
toleancias a 0.5 y a 1	
A3	Papel
Documento 1	
Archivos Plantas	
Papel	Hogar 1 de 1